NUMERI
17-18•19-20

FASCICOLO BIMESTRALE
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo Secondo

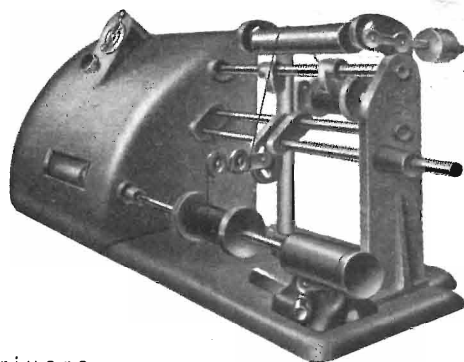
SETTEMBRE - OTTOBRE
1944 - XXII

ANNO XVI

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

LIRE 25,-

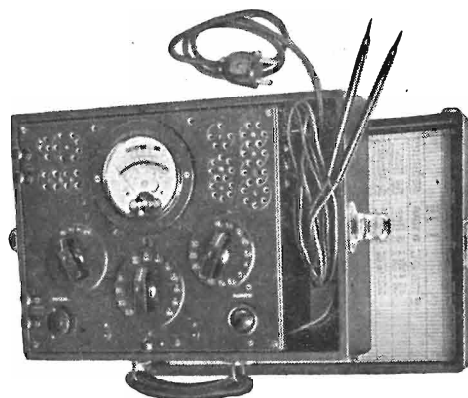
Bobinatrice fluidoelettrica SINCRONA L 1 (Brevettata)

automatica, senza ingranaggi senza frizioni, avvolgimento da filo centesimale a m/m 2 - nido d'api - funzionamento perfetto - rendimento massimo

scrivere:

MICROAUTOMATICA S. A.

MILANO - Via Pergolesi, 11 - Telefono 273-182

MISURATORE UNIVERSALE PROVAVALVOLE Mod. A.L.B. n. 1

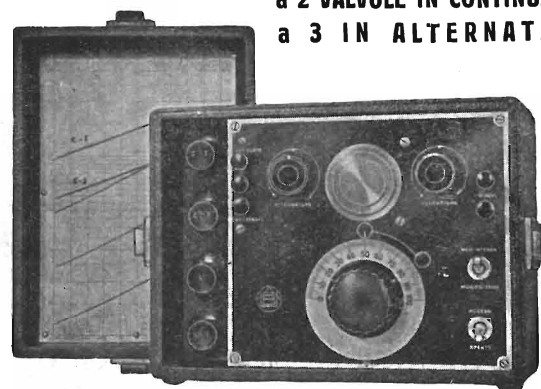
Nuovo strumento applicato di grande diametro: 95 mm. di scala utile, indice rinforzato, a coltello, specchio. Scale multiple a facile lettura.

L'istrumento possiamo fornirlo a 1000 Ohm per Volt come a 10.000, a 20.000 e anche più.

Pannello in bachelite stampata - Diciture in rilievo ed incise non cancellabili - Commutatori a scatto con posizione di riposo Prova tutte le valvole comprese le oktal ecc. - Misura tensioni in c.c. ed in c.a. - fino a 1000 Volt. - Resistenze da 1 Ohm a 10 Mega-Ohm - Condensatori da 50 pf. a 14 MF. Serve come misuratore d'uscita - prova isolamento - continuità dei circuiti.

GARANZIA MESI SEI
PRECISIONE
PRATICITÀ
ROBUSTEZZA

Ing. A. L. BIANCONI - VIGGIÙ (Varese) - VIA BUTTI N. 14
Recapito: MILANO - Via Caracciolo N. 63 - Telefono 93-976

OSCILLATORE A. L. B. n. 2

a 2 VALVOLE IN CONTINUA
a 3 IN ALTERNATA

SOLIDITÀ - PRECISIONE - COSTANZA

Cinque gamme d'onda: da 12 a 3000 m. - Bobine intercambiabili - Schermatura perfetta a mezzo fusioni in alluminio Pannello di grande spessore inossidabile - Indice a molla Modulazione interna ed esterna - Curve tracciate a mano per ogni apparecchio - Possibilità di avere qualsiasi altra bobina per altre gamme.

Ing. A. L. BIANCONI
VIGGIÙ (Varese), VIA BUTTI, 14
RECAPITO:
MILANO - VIA CARACCIOLO, 63
TELEFONO N. 93-976

Officina Costruzioni Radioelettriche S. A.

Telef. 97-039 - 97-505 MILANO Via Alleanza N. 7

Radio apparecchiature precise

PONTE DI MISURA RC MODELLO 1094

— Prospetti a richiesta —

RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano, Via Senato 24, Telefono 72.908
Conto corrente postale n. 3/24227

Abbonamento annuo L. 125 - Semestrale L. 70
Un fascicolo separato L. 7. Questo numero quadruplo L. 25. Estero il doppio

SOMMARIO

dott. ing. D. Pellegrino - Il calcolo ed il progetto dei trasformatori di alimentazione . . . . . . pag. 181

dott. ing. E. Massano - Impostazione e risoluzione dei sistemi di equazioni derivanti dall'applicazione delle leggi di Kirchhoff alle reti elettriche . . . . » 185

dott. ing. D. Migneco - Accoppiamento a trasformatore nell'amplificazione di bassa frequenza . . pag. 190

dott. ing. M. Gilardini - Problemi della media frequenza » 197

G. Coppa - Ricevitori del tempo di guerra . . . . » 202

Il calcolo e il progetto dei trasformatori di alimentazione

(Continuazione dal N. 9-10-11-12/1944)

dott. ing. DONATO PELLEGRINO (2686)

Parte IV

Calcolo dei trasformatori di potenza

§ 28. DIMENSIONI GENERALI.

Come già si è accennato nel paragrafo 7, nel caso dei trasformatori industriali gli avvolgimenti sono formati da piattine di notevole sezione, le quali non possono essere inflesse a volontà e tanto meno piegate secondo spigoli vivi, come normalmente si fa nel caso dei trasformatori di piccola potenza.

A misura che si aumenta la potenza del trasformatore, aumentano i volt/spira; diminuiscono le spire e (a parità di tensione, s'intende) aumenta la sezione, sicchè gli avvolgimenti risultano formati da piattine che spesso vengono piegate da apposite macchine e «*bobinate*» separatamente a mano.

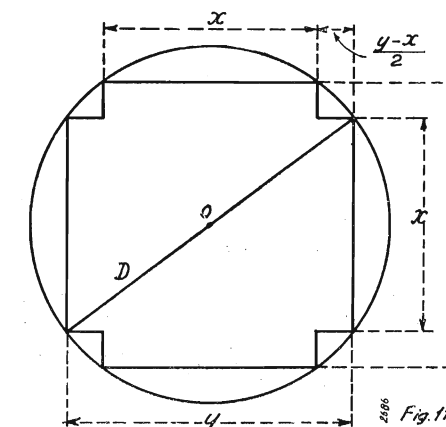
Gli avvolgimenti sono suddivisi in «matasse» e queste ultime, preparate a parte, vengono nastrate a mano, quindi messe in posto e saldate fra loro; alle matasse non si può dare che la forma circolare, sicchè, chiamando r il raggio interno, se la sezione del ferro è quadra, risulta $\frac{r}{\sqrt{2}}$ il lato ed $\frac{r^2}{2}$ la sezione del ferro. Poichè l'area del cerchio è $3{,}14\,r^2$, l'area non utilizzata, espressa in %, risulta data da:

$$S\% = 100\,\frac{3{,}14 - 2}{3{,}14}$$

$$S\% = 36{,}5\%$$

Cioè lo spazio non utilizzato (vedasi la figura 4a del § 7) quando si sceglie per il ferro la sezione quadra è del 37% circa.

Per aumentare l'utilizzazione si ricorre alla forma a croce, come risulta dalla figura 11. Con riferimento

Fig. 11

a detta figura, se si indicano con x ed y le dimensioni fondamentali della sezione e con D il diametro interno dell'avvolgimento, risulta ovviamente:

$$D^2 = x^2 + y^2 \qquad (67)$$

Detta A l'area della sezione risulta:

$$A = x\,y + 2\left[x \times \frac{y - x}{2}\right]$$

$$A = 2\,x\,y - x^2 \qquad (68)$$

L'area diventa massima quando si verifica la relazione:

$$\frac{dA}{dx} = 0 \qquad (69)$$

Ovvero:

$$2y + 2x\frac{dy}{dx} - 2x = 0 \qquad (70)$$

Ricavando la $\frac{dy}{dx}$ dalla relazione (67) si deduce:

$$y\frac{dy}{dx} = -x$$

Ovvero:

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{x}{\sqrt{D^2 - x^2}} \qquad (71)$$

Sostituendo nella relazione (70) il valore di $\frac{dx}{dy}$ dato dalla relazione (71) e quello di y che si ricava rendendo esplicita la relazione (67) ed eseguendo le necessarie riduzioni, si deducono le seguenti, successive relazioni semplificate:

$$2\sqrt{D^2 - x^2} - \frac{2x^2}{\sqrt{D^2 - x^2}} - 2x = 0$$

$$2D^2 - 4x^2 = 2x\sqrt{D^2 - x^2}$$

Elevando a quadrato ed ordinando secondo le potenze decrescenti di x, si giunge alla seguente equazione biquadratica:

$$5x^4 - 5D^2x^2 + D^4 = 0 \qquad (72)$$

Dall'esame di detta equazione risulta che essa ha quattro radici reali, delle quali due positive e due negative; scartando queste ultime è facile vedere che le due restanti radici positive sono rispettivamente le incognite x ed y del problema.

Infatti, risolvendo, si ha:

$$x^2 = \frac{5D^2 \pm \sqrt{25D^4 - 20D^4}}{10}$$

$$x^2 = \frac{5 \pm 2{,}24}{10}D^2$$

Infine:

$$\begin{cases} y = 0{,}85\,D & (73) \\ x = 0{,}525\,D & (74) \end{cases}$$

Quadrando e sommando le relazioni (73) e (74) si dovrà ottenere, a titolo di verifica, la formola (67).

Sostituendo i valori di x ed y così ottenuti nella relazione (68) e ricordando che:

$$A = S_f$$

si giunge alla seguente formola risolutiva:

$$D = 1{,}27\sqrt{S_f} \qquad (75)$$

Avendo calcolato nel paragrafo 7 la sezione del ferro in cm² 547, si ottengono per D, x ed y i seguenti valori numerici (1):

$$D = 29{,}6 \qquad \text{(cm.)}$$
$$x = 15{,}5 \qquad \text{(cm.)}$$
$$y = 25{,}2 \qquad \text{(cm.)}$$

Le dimensioni della finestra rimangono invariate; e poichè qui si preferisce fare le testate di sezione rettangolare, il trasformatore può già essere disegnato nelle sue linee generali.

L'altezza delle testate, ciò premesso, si ricava eseguendo il rapporto S_f/y, sicchè si può scrivere:

$$z = \frac{S_f}{0{,}85\,D} \qquad (76)$$

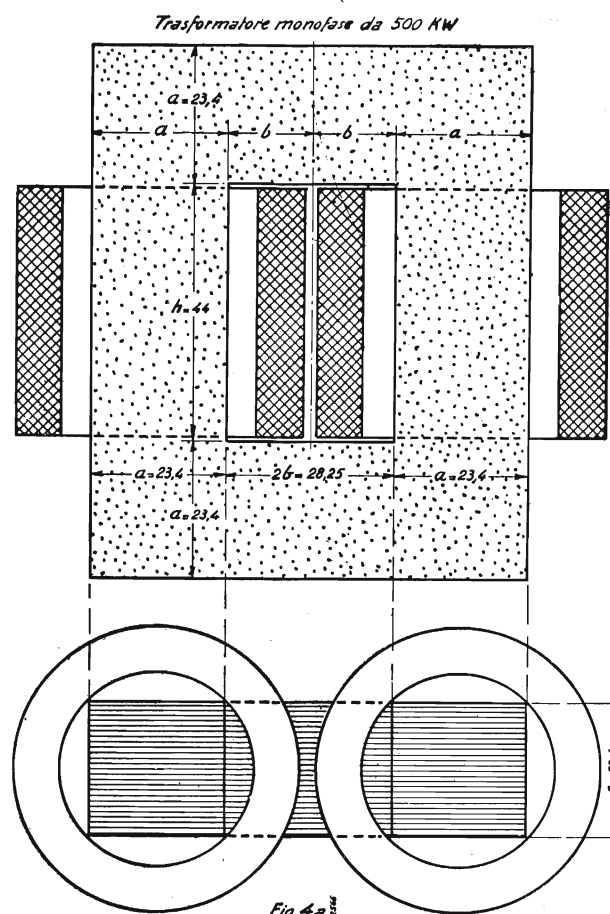
in cui z è l'altezza della testata.

$$z = 24{,}5 \qquad \text{(cm.)}$$

§ 29. SPIRA E LINEA MEDIA.

Dall'esame della figura 4a del § 7 si ricava ovviamente per la linea media la seguente formola:

$$\lambda_m = 2(h + 2b + y + z) \qquad (77)$$

Fig. 4a

Viceversa la lunghezza della spira media, essendo l'avvolgimento circolare, è data dalla relazione:

$$\lambda_r = \pi(D + b) \qquad (78)$$

(1) Poichè la formola (68) è ottenuta per differenza, possono risultare sensibili gli erroridovuti all'approssimazione introdotta dal regolo col quale sono stati eseguiti i calcoli; può avvenire dunque che ripetendo le operazioni con l'aiuto delle tavole logaritmiche possano riscontrarsi delle differenze anche nella seconda cifra significativa. Tuttavia queste differenze non dovrebbero essere notevoli, o tali da infirmare i risultati trovati.

Sostituendo i valori numerici si ha:

$$\lambda_m = 2(44 + 25 + 25{,}2 + 24{,}5)$$
$$\lambda_r = 3{,}14(29{,}6 + 12{,}5)$$

Ovvero:

$$\lambda_m = 232 \qquad \text{(cm.)}$$
$$\lambda_r = 132 \qquad \text{(cm.)}$$

§ 30. PESO RAME E FERRO.

Avendo espresso tutte le dimensioni in centimetri il peso del ferro risulta:

$$P_f = 7{,}8\,S_f\,\lambda_m \times 10^{-3} \qquad (79)$$

Quello del rame, invece, trattandosi di un trasformatore monofase, è dato dalla formola:

$$P_r = 17{,}8\,S_r\,\lambda_r \times 10^{-3} \qquad (80)$$

in cui 17,8 rappresenta il doppio del peso specifico del rame.

Sostituendo anche qui i valori numerici si ha:

$$P_f = 7{,}8 \times 547 \times 238 \times 10^{-3}$$
$$P_r = 17{,}8 \times 165 \times 132 \times 10^{-3}$$

Ovvero:

$$P_f = 990 \qquad \text{(Kg.)}$$
$$P_r = 338 \qquad \text{(Kg.)}$$

§ 31. TABELLA DEI NORMALI.

Non rimane altro da calcolare che le caratteristiche elettriche del trasformatore (perdite, fattore di potenza e rendimento).

Trattandosi di trasformatore monofase (cioè formato da due colonne) occorrerà prima calcolare le amperspire relative a una sola colonna, quindi le perdite reattive nel rame per elemento e raddoppiare queste, onde trovare le perdite reattive totali di C. C. della macchina.

Qualora si trattasse di trasformatore trifase, si calcolerebbero ugualmente le perdite per elemento, ma si moltiplicherebbero queste ultime per tre, onde avere quelle totali. Il metodo è affatto generale.

Nel caso generico la formola che fornisce le perdite reattive nel rame relative a un solo elemento risulta leggermente diversa da quella già precedentemente adoperata.

Essa è infatti la sguente:

$$XI^2 = 7{,}9 \times \frac{\lambda_r}{h'} \times \Delta \times f \times (NI)^2 \times 10^{-11}$$

in cui Δ è la distanza fra i centri di due avvolgimenti; questa, a causa del maggiore o minore isolamento richiesto, è influenzata leggermente anche dalla tensione. Nel caso normale, essendo gli avvolgimenti simmetrici è ovvio scrivere:

$$\Delta = \frac{b}{3}$$

quindi si ritrova la formola (44) del paragrafo 11.

Comunque l'errore introdotto dalla sostituzione di Δ con $\frac{b}{3}$ è quasi sempre trascurabile, qualunque dovrà essere la tensione del trasformatore da progettare.

Come per le perdite reattive, anche per quelle reali nel rame risulta necessario trovare prima quelle relative a una colonna, indi raddoppiare queste per ottenere quelle totali.

Date le notevoli differenze che si riscontrano nel calcolo dei trasformatori di grande potenza, si ritiene necessario ripetere la tabella dei normali, la quale però è valevole soltanto nel caso dei trasformatori monofasi. Le variazioni da introdurre nel calcolo dei trasformatori trifasi sono irrilevanti e del tutto ovvie, per cui si ritiene inutile ripetere la relativa tabella.

La tabella dei normali avvolgimenti risulta, viceversa affatto inalterata, ad eccezion fatta del numero degli avvolgimenti, che si riduce a due.

Nella tabella riportata sono stati calcolati tre trasformatori simili, rispettivamente da 5, 50 e 500 kVA., allo scopo di offrire un chiaro esempio del meccanismo delle formole e del modo di adoperarle; come pure dei dati orientativi per il progettista.

Ci siamo sottoposti al notevole onere nella speranza di far cosa utile e pratica, quindi gradita ai tecnici teorici e pratici per i quali questo studio è stato redatto.

Dall'esame dei risultati si deduce che con l'introduzione della sezione a croce oltre alla forma della sezione del ferro variano leggermente la lunghezza della spira media che da 142 cm. scende a 132 cm. e quella della linea media che da 231 passa a 232 cm. Quest'ultima variazione è dell'ordine di grandezza degli errori commessi dal regolo adoperato, sicchè si preferisce non tenerne conto ed assumere per vero che la lunghezza della linea media sia rimasta inalterata.

In conseguenza di ciò risultano invariati: il peso del ferro; le perdite reali e reattive nel ferro; infine le amperspire di eccitazione a vuoto. Viceversa diminuiscono sensibilmente: il peso del rame che da 420 kg. scende a 388 kg.; le perdite reali nel rame, o di c. c., che da 5160 W. si riducono a 4800 W.; le perdite reattive nel rame, o di c. c., che da 50.000 VA. passano a 44.400 VA.

Le amperspire di c. c., essendo date dalla formola:

$$NI = \frac{\sigma S_r}{2}$$

sono indipendenti dalla lunghezza della linea e della spira media, perciò rimangono invariate.

In complesso, dunque, sia il fattore di potenza (che da 0,988 è passato a 0,991), sia il rendimento (che da 0,988 è passato a 0,990) sono notevolmente migliorati.

Queste considerazioni non sono complete, nè potrebbero esserlo, data la natura limitata della trattazione; tuttavia non è fuor di luogo rilevare che l'introduzione della sezione a croce, utilizzando meglio lo spazio destinato al rame ,non può non migliorare il fattore di riempimento; quindi comportare una diminuzione della larghezza della finestra, ovvero della linea media, quindi del peso del ferro e delle perdite. In definitiva, come si prevedeva, un nuovo miglioramento generale della macchina.

E' da notare però che il coefficiente di costipamento assunto in principio ($\alpha = 0{,}3$) è già elevato e deve ri-

TRASFORMATORI INDUSTRIALI

Tabella dei Normali Trasformatori

Potenza di targa EI (k. VA.)	5	50	500
Frequenza (Hz.)	50	50	50
Tipo di lamierino	XX	XX	XX
Spessore: Δ (mm)	0.5	0.5	0.5
Induzione: B (linee/cm²)	10^4	10^4	10^4
Densità di corrente: σ (Amp/cm²)	250	250	250
Rapporto rame/ferro: $\tau = \frac{S_r}{S_f} \cong \frac{7.8\,F}{8.9\,R}$	0.3	0.3	0.3
Prodotto rame $\times$ ferro: $m = S_r S_f = \frac{EI \times 10^{11}}{22.2 \times f \times \sigma \times B}$ (cm⁴)	904	9040	90400
Sezione del rame: $S_r = \sqrt{m\tau}$ (cm²)	16.5	52	165
Sezione del ferro: $S_f = \sqrt{\frac{m}{\tau}}$ (cm²)	55	174	547
Coefficiente di forma: $\beta = \frac{h}{b}$	3.5	3.5	3.5
Coefficiente di riempimento: α	0.3	0.3	0.3
Altezza della finestra: $h = \sqrt{\frac{S_r \beta}{\alpha}}$ (cm)	13.80	24.6	44
Larghezza della finestra: $b = \sqrt{\frac{S_r}{\alpha \beta}}$ (cm)	4	7.1	12.5
Diametro della spira interna: $D = 1.27 \sqrt{S_f}$ (cm)	9.4	16.7	29.6
Altezza della croce: $y = 0.85\,D$ (cm)	8	14.2	25.2
Larghezza della croce: $x = 0.525\,D$ (cm)	5	8.8	15.5
Altezza delle testate: $Z = \frac{S_f}{y}$ (cm)	6.9	122	21.7
Linea media: $\lambda_m = 2\,(h + 2b + y + Z)$ (cm)	73.4	130	232
Spira media: $\lambda_r = \pi\,(D + b)$ (cm)	42	75	132
Peso del ferro: $P_f = 7.8\,\lambda_m\,S_f \times 10^{-3}$ (kg)	31.4	177	990
Peso del rame: $P_r = 17.8\,\lambda_r\,S_r \times 10^{-3}$ (kg)	12.3	70	388
Peso totale: $P = P_f + P_r$ (kg)	43.7	247	1378
Costo del ferro: $C_f = F \times P_f$ (Lire)	—	—	—
Costo del rame: $C_r = R\,P_r$ (Lire)	—	—	—
Costo totale: $C_t = C_f + C_r$ (Lire)	—	—	—
Amper-spire/*cm* (dalla curva di magnetizzazione) (A_s/cm)	5	5	5
Perdite per *kg* nel ferro (dalle curve caratteristiche) (W/kg)	2	2	2
Amper-spire a vuoto: $A_s = \lambda_m \times A_s/cm$ (Amp $\times$ spire)	366	650	11600
Amper-spire sotto carico: $NI = \frac{\sigma \times S_r}{2}$ (Per colonna)	2070	6500	20700
Volt per spira: $e = 4.44 \times f \times \Phi \times 10^{-8}$ (volt)	1.23	3.86	12.3
Potenza reattiva a vuoto: $q_0 = a \times A_s \times 10^{-3}$ (k.VA.)	0.45	2.5	14.3
Potenza reattiva di *c.c.*: (k.VA.) $XI^2 = 15.80 \times \frac{\lambda_r}{h'} \times \frac{b}{3} \times f \times (NI)^2 \times 10^{-11}$	0.175	2.61	44.4
Potenza reattiva totale: $q = q_0 + XI^2$ (k.VA.)	0.625	5.11	58.7
Potenza reale assorbita: $W_1 = \sqrt{(VA.)^2 - q^2}$ (k.W.)	4.95	49.6	496
Fattore di potenza: $\cos\varphi = \frac{W_1}{VA.}$	0.99	0.991	0.991
Perdite nel rame: $W_r = 2\rho\sigma^2\lambda_r S_r \times 10^{-7}$ (k.W.)	0.15	0.86	4.8
Perdite nel ferro: $W_f = 7.8\,\lambda_m S_f \times W_f/kg \times 10^{-6}$ (k.W.)	0.07	0.36	2.0
Perdite totali: $W_t = W_r + W_f$ (k.W.)	0.22	1.22	6.8
Potenza resa: $W_2 = W_1 - W_t$ (k.W.)	4.73	48.38	489.2
Rendimento: $\eta = \frac{W_2}{W_1}$	0.955	0.975	0.99

(continua)

(continuazione tabella)

tenersi perciò un massimo non facilmente superabile nella pratica. Comunque questo problema è stato già esaurientemente trattato più indietro, almeno nelle sue linee generali e non ci rimane che rimandare alle considerazioni già fatte nel paragrafo 13.

Tenendo conto di quanto sopra è stato detto, è lecito concludere, come doveva essere, che con l'introduzione della sezione a croce si verifica una diminuzione del peso del rame e del ferro, quindi del costo della macchina ed una diminuzione delle perdite reali e reattive, quindi un miglioramento del fattore di potenza e del rendimento del trasformatore.

Nei grandi trasformatori si introduce la sezione a doppia croce che permette di realizzare un ulteriore, notevole guadagno. Il calcolo della medesima esorbita i limiti del presente studio e rimandiamo il lettore a trattazioni più ampie sull'argomento.

E' forse superfluo aggiungere che nel calcolo corrente di tutte le macchine elettriche è necessario, come già praticano da anni le grandi case costruttrici, raccogliere le formule in uno specchio tabellare che permetta di sviluppare i calcoli secondo una sequenza logica studiata a priori.

Dott. ing. D. PELLEGRINO

Fine.

Fiori d'arancio

Il 1° gennaio 1945, il Dr. Ing. Alessandro Novellone, Consigliere Delegato della « Nova » (Officina Costruzioni Radioelettriche S. A.), membro del Comitato Direttivo de « L'Antenna » si è unito in matrimonio con la gentile signorina Tina Tromellini. Agli sposi felici giungano graditi i fervidi auguri della nostra redazione.

Impostazione e risoluzione dei sistemi di equazioni derivanti dall'applicazione delle leggi di Kirchhoff alle reti elettriche

dott. ing. E. MASSANO

(2687/3)

Viene esposto un procedimento da seguire nell'impostazione e risoluzione dei sistemi di equazioni derivanti dall'applicazione delle leggi di Kirchhoff. Il lavoro è diviso in tre parti: nella prima si illustra un procedimento il quale permette, per una data rete, di scrivere subito un sistema ridotto, cioè con un minore numero di incognite, e con i coefficienti formanti sempre un sistema simmetrico; nella seconda parte si procede alla risoluzione dei sistemi non ottenuti con un metodo di sostituzione facente uso dell'algoritmo di Gauss; nella terza parte si pone in evidenza come in molti casi sia più conveniente impostare i sistemi nella forma $I = \Sigma\,YE$ anzichè nella forma $E = \Sigma\,ZI$. La seconda e la terza parte appariranno nei numeri successivi.

PREMESSE.

Ai tecnici della radio ed ai progettisti in particolare modo, capita sovente di dover esaminare il comportamento di qualche rete alimentata in uno o più punti da generatori di tensioni o di corrente. Si tratta in genere di trovare l'espressione delle correnti e delle tensioni in determinati punti della rete, in funzione dei parametri passivi della rete e delle caratteristiche dei generatori.

Si arriva a questo risultato, com'è noto, scrivendo le equazioni di Kirchhoff relative ai nodi ed alle maglie della rete, $\Sigma I = O$ e $\Sigma E = \Sigma zI$, e risolvendo il sistema così composto con un procedimento di sostituzione, oppure applicando la regola di Kramerr. E' pure noto che quando la rete è un po' complicata i calcoli risultano lunghi e complicati, con conseguente possibilità di errori; nè si pensi che l'applicazione integrale della regola di Kramer porti a delle semplificazioni notevoli, infatti i determinanti risultano sovente di ordine notevole e quando non abbiamo molti termini nulli, noiosissimi da calcolare (si ricordi che l'espressione del valore di un determinante di quart'ordine contiene 24 termini, e di uno di quinto 120); ora alla noiosità dei calcoli si aggiunga la probabilità di incorrere in errori, e si comprenderà perchè sovente vengono abbandonati per « eccessiva laboriosità ».

Ci ripromettiamo ora di esporre un procedimento da seguire nella risoluzione di questi problemi ed alcuni accorgimenti che rendono i calcoli più spediti offrendo i seguenti vantaggi:

a) Eliminando l'incertezza nella scelta delle maglie alle quali applicare la seconda equazione di Kirchhoff.

b) Le equazioni acquistano particolare simmetria ed i determinanti che ne derivano sono sempre simmetrici Ciò rende possibile un continuo controllo dell'esattezza degli sviluppi e volendo ci si potrà limitare a calcolare e scrivere poco più di una metà dei termini che compongono il determinante.

Per l'effettiva risoluzione dei sistemi così ottenuti si illustrerà nella seconda parte un procedimento di sostituzione che fa uso di un algoritmo di Gauss; tale procedimento offre il vantaggio di eliminare il calcolo dei determinanti e di rendere gli sviluppi, occorrenti per pervenire all'espressione esplicita delle incognite, molto semplici e rapidi.

Non intendiamo naturalmente asserire che le espressioni finali risultino più semplici in quanto la loro complessità dipende unicamente dal problema e non dalla sua impostazione o dal procedimento seguito per pervenire a formule risolutive.

Faremo in seguito vedere che, quando come dati del problema figurano più tensioni applicate in rami diversi della rete, e si tratta di ricavare delle correnti (il che avviene nella maggior parte dei casi), si pervenga più rapidamente ai risultati finali scrivendo le equazioni nella forma $I = \Sigma YE$. Chiariremo i sistemi che ne derivano, sistemi di ammettenze per distinguerli da quelli soliti derivati dalle espressioni di Kirchhoff $\Sigma E = \Sigma zI$, che chiameremo sistemi di impedenze.

Il procedimento che descriveremo si può giustificare in modo elegante e molto generale ricorrendo alla teoria delle matrici; si può anche derivare direttamente dalle leggi di Kirchhoff.

Noi però avendo in mente unicamente l'interesse applicativo di esso ci limiteremo alle dimostrazioni più semplici e di particolare utilità, mentre rimandiamo alle memorie citate in bibliografia quanti intendessero approfondire l'argomento.

PARTE PRIMA

GENERALITA'.

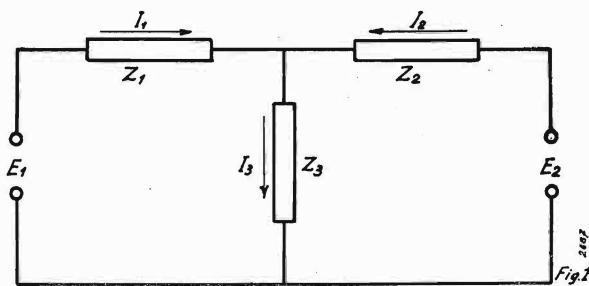
Una rete è formata da un insieme di punti chiamati nodi collegati in vari modi tra loro da rami costituiti a loro volta da impedenze. Le impedenze dei rami possono essere elementi semplici, cioè una resistenza, un'induttanza ed una capacità oppure combinazione di questi tali però da costituire nel loro insieme un bipolo collegato coi suoi estremi a due nodi della rete. Alcuni dei

rami conterranno normalmente generatori di tensione (o di corrente; tale si può considerare il pentodo quando l'impedenza inserita nel circuito anodico è sufficientemente piccola rispetto alla sua resistenza interna) e noi considereremo sempre la rete nel suo complesso in modo da comprendervi anche i generatori che l'alimentano.

Per quanto riguarda i segni delle tensioni e delle correnti seguiremo le convenzioni solite. Prefissato cioè un senso positivo della corrente per un ramo passivo chiameremo positiva la differenza di tensione ai suoi estremi quando essa è tale da far scorrere corrente positiva.

Parimenti per un ramo che contenga un generatore di tensione, questa tensione si prenderà con il segno + quando è tale da favorire il passaggio di corrente nel senso prefissato come positivo.

IMPOSTAZIONE DEI SISTEMI DI EQUAZIONI.

Premesse queste considerazioni trattiamo un esempio di rete molto semplice, che ci permetterà di illustrare il concetto molto importante di correnti indipendenti.

Consideriamo il circuito rappresentato in fig. 1 e scriviamo le equazioni di Kirchhoff relative alle maglie E_1, z_1, z_3 ed E_2, z_2, z_3 ed al nodo A. Otteniamo il sistema

$$\left\{\begin{aligned} E_1 &= z_1 I_1 + z_3 I_3 \\ E_2 &= z_2 I_2 + z_3 I_3 \\ I_3 &= I_1 + I_2 \end{aligned}\right. \qquad [1]$$

La terza equazione ci dice che la corrente che scorre nel ramo 3 è la somma delle correnti I_1 ed I_2, pertanto la caduta di tensione per il principio di sovrapposizione, sarà la somma delle cadute di tensioni $z_3 I_1$ e $z_3 I_2$ relative alle due correnti I_1 ed I_2.

Ciò posto noi possiamo scrivere la prima equazione seguendo le seguenti considerazioni:

La caduta di tensione totale relativa alla maglia E_1, z_1, z_3 sarà data dalla caduta di tensione $(z_1 + z_3)I_1$ dovuta alla corrente I_1 che percorre le impedenze z_1 e z_3 più una caduta supplementare di tensione $z_3 I_2$ dovuta alla corrente I_2 nell'impedenza z_3.

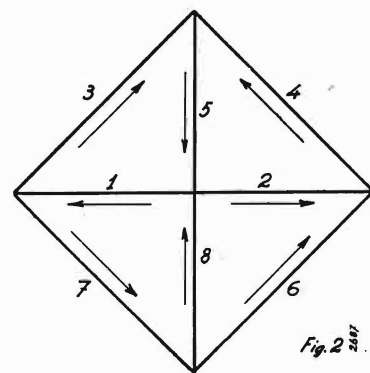
Ripetendo uguali considerazioni avremo per la seconda maglia una caduta di tensione complessiva data da $z_3 I_1 + (z_2 + z_3)I_2$.

Potremo allora scrivere in definitiva il sistema che segue, di due equazioni nelle due correnti incognite I_1 ed I_2

$$\left\{\begin{aligned} E_1 &= (z_1 + z_3)I_1 + z_3 I_2 \\ E_2 &= z_3 I_1 + (z_2 + z_3)I_2 \end{aligned}\right. \qquad [2]$$

A tale sistema si sarebbe pervenuti se si fosse eliminata la corrente I_3 nel sistema [1].

Facciamo ora notare che il sistema [2] fornisce un determinante simmetrico nelle z, che, in base alle considerazioni svolte può essere scritto di getto senza scrivere prima il sistema [1]. Basta al massimo scrivere $I_3 = I_1 + I_2$, relazione che dice che delle 3 correnti, 2 sono indipendenti mentre la terza (cioè la I_3) non è che la somma delle prime due. E' appunto questa considerazione che ci ha permesso di scrivere il sistema [2] dove non compare più la I_3.

Quando la rete è più complessa le cose non sono molto dissimili. Anzichè un solo nodo noi avremo in generale $(n+1)$ nodi che ci permettono di stabilire, n relazioni tra m correnti, dove m è il numero dei rami. Allora noi potremo sempre scegliere n tra le m correnti come indipendenti, ed esprimere le restanti m-n correnti in funzione delle prime.

Si passerà quindi a scrivere il sistema dettato dalle prime equazioni di Kirchhoff con l'avvertenza che ogni maglia non deve contenere più di un ramo relativo ad una corrente indipendente e si otterrà un sistema di n equazioni nelle n incognite che saranon le n correnti indipendenti.

Vediamo con un esempio come si deve procedere in pratica.

Sia data la rete rappresentata in fig. 2 che, qualora il ramo 1 sia costituito da un generatore di tensione, altro non è che il noto circuito a doppio T (1) chiuso sul ramo 2.

I nodi della rete sono 5 e noi potremo allora scrivere 4 equazioni indipendenti tra le correnti. Considerando per esempio tre nodi perimetrali e quello centrale avremo con riguardo ai sensi indicati dalle frecce

$$\begin{aligned} I_5 &= I_3 + I_4 \\ I_4 &= I_2 + I_6 \\ I_7 &= I_8 + I_6 \\ I_1 &= I_5 + I_8 - I_2 \end{aligned}$$

(1) Tali circuiti vanno acquistando sempre più importanza per le loro applicazioni come reti di reazione ed in apparecchi di misura.

Queste quattro relazioni tra le 8 correnti, ci permettono di esprimere quattro di esse in funzione delle restanti che risulteranno indipendenti. Scegliendo allora come indipendenti per esempio I_1, I_2, I_3 ed I_4 con alcune immediate sostituzioni si perviene subito al seguente risultato:

$$\begin{aligned} I_5 &= I_3 + I_4 \\ I_6 &= -I_2 + I_4 \\ I_7 &= I_1 - I_3 \\ I_8 &= I_1 + I_2 - I_3 - I_4 \end{aligned}$$

Se in testa a queste relazioni noi aggiungiamo le uguaglianze $I_1 = I_1$, $I_2 = I_2$, $I_3 = I_3$, $I_4 = I_4$ e le trascriviamo spaziate in modo da avere tutte le correnti I_1 in una prima colonna tutte le I_2 in una seconda colonna, e così via avremo tutte le 8 correnti espresse in funzione delle sole correnti indipendenti come dal quadro seguente:

$$\begin{aligned} I_1 &= +I_1 \\ I_2 &= \qquad +I_2 \\ I_3 &= \qquad\qquad +I_3 \\ I_4 &= \qquad\qquad\qquad +I_4 \\ I_5 &= \qquad\qquad +I_3 + I_4 \\ I_6 &= \qquad -I_2 \qquad + I_4 \\ I_7 &= \quad I_1 \qquad - I_3 \\ I_8 &= \quad I_1 + I_2 - I_3 - I_4 \end{aligned} \qquad [3]$$

L'utilità di questo quadro consiste nell'aver da esso l'indicazione delle maglie alle quali dovremo applicare la seconda equazione di Kirchhoff. Consideriamo infatti la prima colonna relativa alle correnti I_1; in essa la I_1, compare nella 1ª, 7ª, 8ª riga, allora noi dovremo scrivere la seconda equazione di Kirchhoff relativa alla maglia 1, 7, 8. Successivamente si ha che la corrente I_2 compare nella seconda colonna alle righe 2ª, 6ª, 8ª, pertanto la maglia da considerare sarà la 2, 6, 8 e così via sino all'ultima colonna. In tal modo si ottengono le seguenti equazioni:

$$\left\{\begin{aligned} E_1 &= z_1 I_1 + z_7 I_7 + z_8 I_8 \\ 0 &= z_2 I_2 - z_6 I_6 + z_8 I_8 \\ 0 &= z_3 I_3 + z_5 I_5 - z_7 I_7 - z_8 I_8 \\ 0 &= z_4 I_4 + z_5 I_5 + z_6 I_6 - z_8 I_8 \end{aligned}\right. \qquad [4]$$

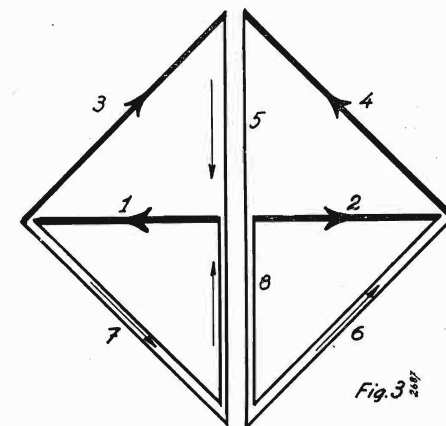
Se ora al posto di I_5, I_6, I_7 ed I_8 si sostituiscono le corrispondenti espressioni date dalla [3] e raccogliamo i termini simili avremo, omettendo i passaggi data la loro facilità

$$[5] \quad \left\{\begin{aligned} E_1 &= (z_1 + z_7 + z_8)I_1 + z_8 I_2 - (z_7 + z_8)I_3 - z_8 I_4 \\ 0 &= z_8 I_1 + (z_2 + z_6 + z_8)I_2 - z_8 I_3 - (z_6 + z_8)I_4 \\ 0 &= -(z_7 + z_8)I_1 - z_8 I_2 + (z_3 + z_5 + z_7 + z_8)I_3 + (z_5 + z_8)I_4 \\ 0 &= -z_8 I_1 - (z_6 + z_8)I_2 + (z_5 + z_8)I_3 + (z_4 + z_5 + z_6 + z_8)I_4 \end{aligned}\right.$$

Abbiamo così ottenuto un sistema di equazioni in cui compaiono solo le correnti scelte come indipendenti e nel quale i coefficienti delle correnti formano un determinante simmetrico. Si ha in tal modo una elegante possibilità di controllo dell'esattezza dei calcoli.

Il vantaggio che offre il quadro [3] è in effetto molto più grande. Esso permette infatti di scrivere direttamente il sistema in modo definitivo senza passare attraverso il sistema [4] e successive sostituzioni. Ecco come.

Il quadro, come dicemmo, ci indica le maglie che devono essere considerate. Riproduciamo allora dette maglie distinte una dall'altra nel modo rappresentato in figura 3.

I rami relativi alle correnti indipendenti sono stati

segnati con una linea più grossa per distinguerli dagli altri.

Questa rappresentazione pone in chiara evidenza il gioco delle correnti rappresentate analiticamente dal quadro [3]. Si vede infatti come i rami 1, 2, 3, e 4 siano unicamente percorsi dalle rispettive correnti indipendenti I_1, I_2, I_3 e I_4 naturalmente nel senso scritto come positivo.

Il ramo 5 risulta percorso dalle correnti I_3 e I_4 nel senso stabilito come positivo. Il ramo 6 risulta percorso dalla corrente indipendente I_1 e I_4, però la prima lo percorre in senso contrario al senso positivo. Il ramo 7 risulta percorso dalla corrente I_1 e in senso negativo dalla I_3. Finalmente il ramo 8 risulta percorso dalle I_1 e I_2 in senso positivo e dalle I_3 e I_4 in senso negativo. E' chiaro che ogni corrente che percorre un dato ramo darà una caduta di tensione positiva se lo percorre nel senso positivo, e negativa nel senso contrario.

Passiamo ora alla stesura della equazione relativa alla prima maglia, la 1, 7, 8. Essa è percorsa dalla corrente I_1 che provoca di per sè la caduta di tensione $(z_1 + z_7 + z_8)I_1$; poi abbiamo la corrente I_2 che percorre positivamente la z_8 dando luogo ad una caduta di tensione $z_8 I_2$; poi la I_3 che percorre negativamente la z_7 e z_8 provocando la caduta $-(z_7 + z_8)I_3$, ed infine come il lettore avrà ormai afferrato la I_4 che dà luogo alla caduta di tensione $-z_8 I_4$.

Sommando queste cadute e tenendo presente che nel ramo 1 è inserito il generatore E_1, si potrà scrivere:
$E_1 = (z_1 + z_7 + z_8)I_1 + z_8 I_2 - (z_7 + z_8)I_3 - z_8 I_4$
cioè la prima equazione della [5]. Procedendo in modo

analogo per le successive maglie 2, 4, 6, 8— 3, 4, 8— 5, 6, 7, 8 si arriva a scrivere per completo il sistema [5].

La fig. 3 ha il vantaggio di porre in chiara evidenza il gioco delle correnti, ma è possibile scrivere subito il sistema [5] anche senza servirsi di essa, ed a questo fine ci si servirà ancora del quadro [3]. Osservando infatti la prima equazione si possono fare i seguenti rilievi: il coefficente della I_1 è $z_1 + z_7 + z_8$ e gli indici 1, 7 ed 8 coincidono con il numero delle righe in cui compare la I_1; il coefficente della I_2 è z_8 e la I_2 compare una sola volta sulla stessa riga di una I_1 e prercisamente sulla riga 8; il coefficente della I_3 è $-(z_7 + z_8)$ e la I_3 compare alla stessa altezza di una I_1 nelle righe 7ª ed 8ª ed in ambedue i casi con segno opposto a quello della corrispondente I_1; per ultimo il coefficente della I_4 è $-z_8$ e la I_4 compare alla stessa altezza di una I_1 solo nell'ottava riga e con segno opposto. Per la seconda equazione si potrà rilevare che come coefficente della I_2 abbiamo $z_2 + z_6 + z_8$ mentre la I_2 compare nella 2ª, 6ª, 8ª riga; come coefficente della I_1 abbiamo z_8 e la I_1 compare solo nella riga 8ª alla stessa altezza di una I_2; poi la I_3 ha come coefficente $-z_8$ ed infatti la I_3 compare solo sulla riga 8ª, e con segno opposto, all'altezza di una I_2; ;infine la I_4 ha per coefficente $-(z_6 + z_8)$ mentre la I_4 compare all'altezza di una I_2 sulle righe 6ª e 8ª e con segno opposto.

Dopo quanto esposto risulta chiara la seguente regola per scrivere subito il sistema [5] servendosi del quadro [3].

La prima equazione viene riferita alla prima colonna e si otterrà il coefficiente della I relativa alla prima colonna sommando tante z quante volte questa I compare nella prima colonna; l'indice di ciascuna z sarà data dal numero delle righe occupate da detta I; ogni z comparirà sempre col segno $+$. Il secondo termine sarà il coefficente della I che compare nella seconda colonna e si formerà cercando le righe nelle quali compare contemporaneamente una I nella seconda colonna e una I nella prima colonna; nel caso che ciò si verifichi il coefficente sarà di tante z quante sono le righe nelle quali si verifica detta coincidenza e l'indice delle z sarà dato dal numero d'ordine di dette righe. Per quanto riguarda il segno di ciascuna z sarà positivo se le I nelle due colonne compaiono con segni uguali, negativo nel caso opposto. Per formare il coefficente della I che compare nella terza colonna si cercherà la coincidenza tra la terza e la prima colonna ,per il coefficente della I della quarta colonna, si cercheranno le coincidenze tra la quarta e la prima colonna e così di seguito fino all'ultima colonna.

Quando si passa a scrivere la sceonda equazione la colonna di riferimento sarà la seconda pertanto per scrivere il coefficiente della I relativo alla prima colonna si cercheranno le coincidenze della prima colonna con la seconda con le stesse avvertenze dianzi viste. Il coefficente relativo alla I della seconda colonna si formerà invece nello stesso modo detto per il primo termine della prima equazione e cioè esso sarà composto di tante z quante volte la I compare nella seconda colonna; gli indici saranno come prima indicati dall'ordine delle righe nelle quali compare la I stessa. I segni delle I saranno tutti positivi. Gli altri termini si formeranno cercando successivamente le coincidenze della terza colonna con la seconda, della quarta colonna con la seconda ecc.

Diamo ora qualche chiarimento per il caso che i generatori siano più di uno e variamente distribuiti. Riferendoci dapprima alla fig. 3 è evidente il caso nel quale quattro generatori E_1, E_2, E_3, E_4 sono inseriti rispettivamente nei rami 1, 2, 3, 4, in tal caso il sistema [5] si modifica nel seguente dove per brevità si è omesso di trascrivere i secondi termini perchè invariati:

$$\begin{cases} E_1 = \\ E_2 = \\ E_3 = \\ E_4 = \end{cases} \qquad [5^{I}]$$

Supponiamo ora di avere un generatore E_5 nel ramo 5; esso alimenterà sia la maglia (3, 5, 7, 8) che la (4, 5, 6, 8) e pertanto la E_5 comparirà al primo membro nella terza e quarta equazione. Il sistema [5] diventa allora:

$$\begin{cases} o = \\ o = \\ E_5 = \\ E_5 = \end{cases} \qquad [5^{II}]$$

Poniamo ora un generatore E_6 nel ramo 6; saranno interessate le maglie (2, 6, 8) e (4, 5, 6, 8) ed il sistema [5] diventerà:

$$\begin{cases} o = \\ E_6 = \\ o = \\ E_6 = \end{cases} \qquad [5^{III}]$$

Un generatore E_8 nel ramo 8 interessa tutte e quattro le maglie e si avrà il sistema:

$$\begin{cases} E_8 = \\ E_8 = \\ E_8 = \\ E_8 = \end{cases} \qquad [5^{IV}]$$

E così di seguito. Nel caso siano presenti più generatori, nei primi membri si avranno evidentemente combinazioni lineari a coefficenti unitari dei casi dianzi considerati. Per esempio se ogni ramo comprendesse un generatore si avrebbe il seguente sistema:

$$\begin{cases} E_1 + E_7 + E_8 = \\ E_2 + E_6 + E_8 = \\ E_3 + E_5 + E_7 + E_8 = \\ E_4 + E_5 + E_6 + E_8 = \end{cases} \qquad [5^{V}]$$

Se ci riferiamo al quadro [3] la regola per sistemare tensioni impresse al primo membro risulta semplicissima.

Quando esiste una tensione E_n nel ramo generico n, si cerca nell'ennesima riga del quadro [3] in quale colonna compare una I e si porrà al primo membro del sistema [5] la E_n nelle equazioni che a tali colonne si riferiscono.

Riferendosi per esempio al caso trattato fin'ora si abbia una tensione E_8 inserita nel ramo 8; poichè nella ottava riga del quadro [3], la I compare in tutte e quattro le colonne, noi dovremo scrivere E_8 al primo membro in tutte e quattro le equazioni del sistema [5].

Nello scrivere i sistemi si può pertanto fare astrazione in un primo tempo dalle F.e.m., scrivere le cadute ohmiche ai secondi membri e porre poi ai primi termini le F.e.m. seguendo uno dei due modi descritti.

E' evidente la semplicità e rapidità di questi procedimenti, la sicurezza che essi comportano agli effetti della possibilità di errori; basta infatti controllare una volta ricavato il sistema [5], che il determinante dei coefficienti risulti simmetrico (2) e si avrà praticamente certezza di non essere incorsi in errori.

Caso in cui esistono accoppiamenti mutui tra i rami.

Nella nostra trattazione abibamo finora implicitamente escluso l'esistenza di accoppiamenti magnetici. Vediamo ora come se ne possa tener conto inserendo direttamente nel sistema [5] gli opportuni termini aggiuntivi.

Supponiamo che tra due rami generici r, s esista un accoppiamento qualsiasi caratterizzato dall'impedenza mutua z_{rs}; si sa che a causa di questo accoppiamento nasceranno nei rami r ed s F.e.m. i cui valori saranno espressi da $z_{rs}I_s$, per il ramo r e $z_{rs}I_r$ per il ramo s.

Ora possono darsi diversi casi secondo che i rami r e s sono percorsi solo da una corrente indipendente (come i rami 1, 2, 3, 4, in fig. 3, oppure da combinazioni di queste. Nel primo caso basterà, nell'equazione ricavata dalla maglia che contiene il ramo r, aggiungere il termine z_{rs} al coefficente di I_s, e nella equazione ricavata dalla maglia che contiene il ramo s, aggiungere z_{rs} al coefficente di I_r. E' evidente che in tal modo si vengono ad aggiungere alle tensioni impresse proprio $M_{rs}I_r$ e $M_{rs}I_s$ nelle maglie interessate. Si può osservare che i termini aggiuntivi come z_{rs} compariranno sempre in posizione simmetrica rispetto alla diagonale principale e mai sulla diagonale. Per quanto riguarda il segno da porre davanti a z_{rs} esso sarà evidentemente positivo quando la tensione generata nel ramo $r(s)$ tende a diminuire $I_r(I_s)$; sarà negativo invece, nel caso opposto.

Maggiore attenzione richiede il caso in cui uno dei rami che contiene l'accoppiamento è percorso da più correnti indipendenti.

Per inserire i termini aggiuntivi bisognerà considerare separatamente ogni corrente indipendente come se agisse da sola. Supponiamo per esempio, riferendoci sempre alla rete trattata finora, che esista un accoppiamento z_{36} tra i rami 3 e 6; il primo come si sa è percorso solo dalla corrente I_3 mentre il secondo è percorso dalle correnti 2 e 4. Si rileva subito dando uno sguardo alla fig. 3 che occorrerà inserire termini aggiuntivi nelle equazioni relative alle maglie 3, 5, 7, 8 —2, 6, 8 e 5, 4, 6, 8 cioè in tutte le maglie in cui compare il ramo 3 o il ramo 6, mentre resterà invariata l'equazione relativa alla maglia 1, 7, 8.

Valutiamo ora i termini aggiuntivi considerando per prima la maglia 3, 5, 7, 8 e la equazione relativa cioè la terza del sistema [5]. In detta maglia comparirà per effetto dell'accoppiamento z_{36} una F.e.m. $z_{36}(I_2 - I_4)$ per tanto alla terza equazione del sistema [5] occorrerà aggiungere il termine z_{36} al coefficente di I_2 e z_{36} al coefficente di I_4 cosicchè tale equazione si modificherà come segue.

$$o = (z_7 + z_8)I_1 - (z_8 + z_{36})I_2 + (z_3 + z_5 + z_7 + z_8)I_3 + (z_5 + z_8 + z_{36})I_4$$

Si è supposto l'accoppiamento tale, che una I_2 positiva dia luogo ad una F.e.m. di senso tale da favorire la corrente I_3; allora per quanto detto più sopra il segno di z_{36} davanti a I_2 sarà negativo. La I_4 che scorre in senso contrario a I_2 richiederà conseguentemente il segno positivo per z_{36}.

Passando alla maglia 2, 6, 8 si ha che l'accoppiamento dà luogo ad un solo termine aggiuntivo e precisamente a $-z_{63}I_3$ (infatti il ramo 3 è percorso dalla sola I_3, mentre il segno meno è giustificato dal fatto che avendo supposto che la I_2 desse luogo ad una F.e.m. nel ramo 3 favorevole all I_3, la I_3 darà pure luogo ad una F.e.m. nel ramo 6 favorevole alla I_2).

Pertanto avremo che l'equazione relativa alla 2, 6, 8 corrispondente alla seconda del sistema [5] sarà la seguente:

$$o = z_8I_1 + (z_2 + z_6 + z_8)I_2 - (z_8 + z_{36})I_3 - (z_6 + z_8)I_4$$

Passando infine alla maglia 2, 5, 6, 8 e ripetendo analoghe considerazioni si ricava che il termine aggiuntivo vale $+ z_{36}I_3$ cosicchè la relativa equazione sarà:

$$o = -z_8I_1 - (z_6 + z_8)I_2 + (z_5 + z_8 + z_{36})I_3 + (z_4 + z_5 + z_6 + z_8)I_4$$

Raggruppando le equazioni avremo così il nuovo sistema:

$$\begin{cases} E_1 = (z_1 + z_7 + z_8)I_1 + z_8I_2 - (z_7 + z_8)I_3 - z_8I_4 \\ o = z_8I_1 + (z_2 + z_6 + z_8)I_2 - (z_8 + z_{36})I_3 - (z_6 + z_8)I_4 \\ o = -(z_7 + z_8)I_1 - (z_8 + z_{36})I_2 + (z_3 + z_5 + z_7 + z_8)I_3 + (z_5 + z_8 + z_{36})I_4 \\ o = -z_8I_1 - (z_6 + z_8)I_2 + (z_5 + z_8 + z_{36})I_3 + (z_4 + z_5 + z_6 + z_8)I_4 \end{cases}$$

E' evidente che la simmetria del sistema viene conservata anche quando siano presenti accoppiamenti. Il lettore potrà inoltre rendersi facilmente ragione che quando l'accoppiamento esiste tra rami appartenenti a maglie distinte, i termini aggiuntivi non cadranno mai nella diagonale principale; quando invece l'accoppiamento avviene fra i rami di una stessa maglia comparirà un $2z_{sr}$ nel termine situato sulla diagonale oltre ad altri fuori della diagonale.

FINE DELLA PARTE PRIMA

Dott. ing. E. Massano

(2) Notiamo ancora che il fatto di aver ottenuto un sistema simmetrico non è dovuto ad una particolare numerazione dei rami, anzi questa simmetria si può considerare come una dimostrazione del teorema di reciprocità.

Accoppiamento a trasformatore nell'amplificazione di bassa frequenza

dott. ing. D. MIGNECO **(2684)**

In questo articolo si intendono esporre i concetti che occorre tenere presenti nel calcolo di un accoppiamento a trasformatore nell'amplificazione di bassa frequenza.

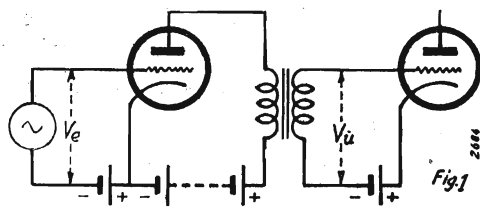
Si fa dapprima un breve confronto con l'accoppiamento a resistenza-capacità per mettere in evidenza i rispettivi pregi ed inconvenienti, e si passa poi allo studio analitico dell'accoppiamento a trasformatore ricorrendo ad alcune ammissioni semplificative per rendere possibile la trattazione senza però con ciò alterare i risultati in misura apprezzabile nelle pratiche realizzazioni.

Si è pure messo in evidenza come varia l'amplificazione alle varie frequenze ed in quale misura influiscono su queste variazioni i diversi elementi che caratterizzano l'accoppiamento.

Infine, allo scopo di riassumere e rendere più chiaro quanto precedentemente esposto, si è proceduto ad un calcolo di massima di un piccolo amplificatore fonografico della potenza di 5 watt costituito di due valvole accoppiate a trasformatore.

E' noto che l'accoppiamento fra due stadi di un amplificatore di bassa frequenza può essere fatto a *resistenza-capacità* oppure a *trasformatore*. Vi sono pure altri tipi di accoppiamento, quali per es. ad *impedenza-capacità*, ad *impedenza-capacità-trasformatore*, etc., ma questi ultimi sono meno usati nella pratica corrente e noi ci limiteremo a considerare i due tipi più comuni per fare un confronto fra i rispettivi vantaggi e difetti.

Un trasformatore intervalvolare ha l'avvolgimento primario inserito nel circuito anodico di una valvola amplificatrice e ne costituisce la sua impedenza di carico; la tensione che si sviluppa ai capi del secondario viene applicata alla griglia della valvola successiva, come schematicamente indicato in fig. 1.

L'accoppiamento a trasformatore è usato principalmente per fornire la tensione di eccitazione dello stadio finale, o di potenza, di un radioricevitore o di un amplificatore ed in questo caso il principale vantaggio, rispetto all'accoppiamento a resistenza-capacità, consiste nel fatto che nel circuito di griglia della valvola di potenza resta inserito il secondario del trasformatore, il quale presenta una resistenza in corrente continua molto bassa (dell'ordine delle centinaia di ohm) rispetto a quello che si avrebbe con un accoppiamento a resistenza-capacità (raramente inferiore a 0,1 MΩ).

Ciò è particolarmente vantaggioso nel caso di stadi finali che lavorano in classe B, perchè la corrente di griglia che scorre durante la semionda positiva della tensione segnale, essendo la resistenza piccola, provoca una piccola caduta di tensione e quindi praticamente non viene alterata la polarizzazione. In conseguenza, a parità di tensione di alimentazione, il massimo di potenza indistorta che si può ricavare dallo stadio finale è molto più elevato che non con l'accoppiamento a resistenza-capacità.

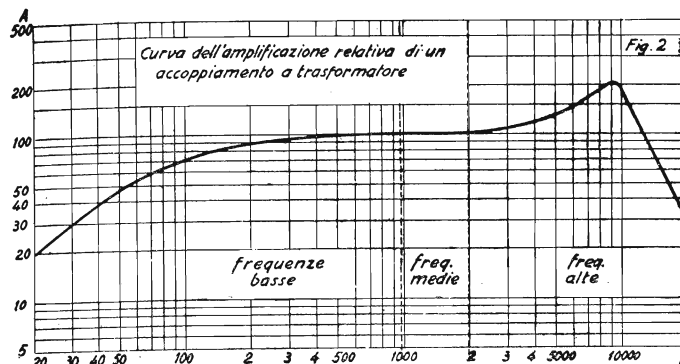
Inoltre per l'eccitazione di uno stadio in controfase è molto più conveniente l'accoppiamento con trasformatore in quanto che le due tensioni in opposizione di fase da applicare alle due griglie si possono ottenere facilmente con una presa al centro dell'avvolgimento secondario; mentre invece con l'accoppiamento a resistenza-capacità si deve aggiungere una valvola invertitrice di fase e regolarla in modo che le due tensioni da applicare alle griglie, oltre che essere in opposizione di fase, abbiano anche la stessa ampiezza.

Gli svantaggi dell'accoppiamento a trasformatore sono il maggior costo (svantaggio che scompare nel caso del controfase) ed il fatto che il trasformatore intervalvolare può facilmente raccogliere i flussi dispersi del trasformatore d'alimentazione, dell'impedenza di filtraggio o di altri trasformatori dando luogo a ronzii od inneschi.

Un altro inconveniente è dovuto al fatto che la presenza di un trasformatore di accoppiamento provoca una rotazione di fase nella tensione di uscita, e poichè questa rotazione praticamente non può essere uguale per tutti gli amplificatori anche se della stessa serie, non è possibile collegarli in parallelo e pertanto ne resta limitato il campo di applicazione.

L'accoppiamento a trasformatore è usato quasi esclusivamente con i triodi: raramente viene adoperato con i pentodi, ma in questo caso in parallelo al primario si deve inserire una resistenza di valore opportuno.

L'amplificazione ottenuta con un accoppiamento a trasformatore è relativamente costante nel campo delle frequenze medie, presenta un taglio blando nel campo delle frequenze basse, e nel campo delle frquenze alte ha un taglio ripido dopo una piccola gobba, come si può agevolmente vedere nella curva di amplificazione riportata in fig. 2.

In seguito dimostreremo che la caduta dell'amplificazione alle frequenze basse è dovuta alla bassa reattanza del primario, mentre la gobba ed il successivo taglio alle frequenze alte è dovuto alla risonanza della induttanza di dispersione e della capacità distribuita del secondario.

Le frequenze molto basse e molto elevate sono difficili da riprodurre con l'accoppiamento a trasformatore, quindi nei casi in cui è richiesta una amplificazione uniforme su una gamma di frequenza molto estesa si ricorre di solito agli accoppiamenti a resistenza-capacità.

Pe ricavare delle relazioni algebriche che ci permettano di esaminare il comportamento di un accoppiamento a trasformatore, riportiamo in fig. 3 lo schema equivalente dell'accoppiamento disegnato in fig. 1.

In questo schema i vari simboli hanno il significato appresso specificato:

μ = fattore di amplificazione della valvola
R_i = resistenza interna della valvola
C_p = capacità placca-catodo
C_1 = capacità distribuita dell'avvolgimento primario
C_2 = capacità distribuita dell'avvolgimento secondario
C_m = capacità fra avvolgimento primario e secondario
R_1 = resistenza a corrente continua dell'avvolgimento primario
R_2 = resistenza a corrente continua dell'avvolgimento secondario
R' = resistenza equivalente alle perdite per correnti parassite
R'' = resistenza equivalente alle perdite per isteresi magnetica
L_1 = induttanza primaria di accoppiamento
L_2 = induttanza secondaria di accoppiamento
L'_1 = induttanza primaria di dispersione
L'_2 = induttanza secondaria di dispersione
C_g = capacità equivalente all'impedenza d'ingresso della seconda valvola
R_g = resistenza equivalente dell'impedenza d'ingresso della seconda valvola
V_e = tensione di ingresso nell'amplificatore
V_u = tensione di uscita dall'amplificatore

In questo schema la valvola è stata sostituita da un generatore di tensione costante ad essa equivalente ed inoltre si è tenuto conto di tutte le caratteristiche del trasformatore: la sola approssimazione introdotta è quella di avere sostituito le capacità distribuite negli avvolgimenti con delle capacità concentrate applicate ai capi di essi.

Però il circuito equivalente così come disegnato in fig. 3 è troppo complicato per potere ottenere delle relazioni algebriche relativamente semplici che ci permettano di analizzare il comportamento di un accoppiamento a trasformatore al variare dei diversi parametri: occorre dunque semplificare il circuito ricorrendo a delle approssimazioni.

La resistenza R_g equivalente dell'impedenza di ingresso della seconda valvola, anche per le frequenze più elevate e per forti sfasamenti del carico anodico, è sempre dell'ordine dei megaohm e può pertanto essere trascurata senza con ciò introdurre errore apprezzabile; parimenti possono essere trascurate perchè troppo piccole sia la resistenza R'' equivalente alle perdite per isteresi, sia le capacità C_p e C_1.

La resistenza R' equivalente alle perdite per correnti parassite nella maggior parte dei casi può essere trascurata, ma se si vuole ottenere una grande precisione si può tenere conto dell'effetto di R' applicando il teorema di Thevenin per combinare la resistenza R' con la resistenza interna della valvola R_i, cioè assumendo per R_i e μ valori modificati, rispettivamente dati da:

$$\frac{R_i}{1+\frac{R_i}{R'}} \quad (1) \qquad \text{e} \qquad \frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R'}} \quad (2)$$

Indicando con n_1 ed n_2 il numero di spire del primario e del secondario, il rapporto di trasformazione è dato da

$$n = \frac{n_2}{n_1} \quad (3)$$

Poichè la tensione ai capi del condensatore C_m è praticamente in fase con la tensione ai capi del primario, possiamo immaginare che la stessa capacità C_m sia applicata ai capi del secondario di un trasformatore che abbia lo stesso numero di spire primarie n_1, ed un numero di spire secondarie $n_2 \pm n_1$ secondo che i due avvolgimenti primario e secondario sono in fase o in controfase. Il rapporto di trasformazione per la capacità C_m sarà quindi dato da

$$n' = \frac{n_2 \pm n_1}{n_1} = \frac{n_2}{n_1} \pm 1$$

e per la (3) si avrà

$$n' = n \pm 1 \quad (4)$$

Tutte le impedenze inserite sul secondario possono essere riportate al primario (cioè si può ridurre il trasformatore a rapporto unitario) dividendole per il quadrato del rapporto di trasformazione, tenendo presente che nel nostro caso tale rapporto è dato dalla (3) per la resistenza R_2, per l'induttanza L'_2 e per le capacità

C_2 e C_g, mentre invece per la capacità C_m è dato dalla (4).

Con le suddette semplificazioni il circuito equivalente esatto di fig. 3 viene ridotto al circuito di fig. 4: l'errore che si introduce nel calcolo è sempre minimo e praticamente trascurabile.

Il circuito così semplificato però non ci permette ancora di potere direttamente analizzare il comportamento dell'accoppiamento a trasformatore. Pertanto dividiamo tutta la gamma di frequenza in tre parti e precisamente nel campo delle frequenze basse, nel campo delle frequenze medie e nel campo delle frequenze alte, e consideriamo separatamente questi tre campi.

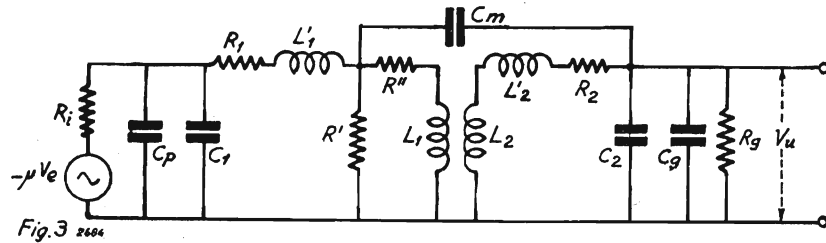



Fig. 3 — Fig. 4

Nel campo delle frequenze medie la reattanza ωL_1 dovuta all'induttanza primaria di accoppiamento è così elevata che può essere trascurata senza introdurre errore apprezzabile; parimenti può essere trascurata, perchè troppo elevata, la reattanza $1/\omega C'_2$ dovuta alla capacità $C'_2 = n^2(C_2+C_g) + (n \pm 1)^2 C_m$.

Il circuito di fig. 4 pertanto si riduce a quello di figura 5, da cui si ricava

$$-\mu V_e = \frac{V_u}{n}$$

e quindi l'amplificazione nel campo delle frequenze medie è data da

$$A_m = -\frac{V_u}{V_e} = \mu n \qquad (5)$$

Nel campo delle frequenze basse la reattanza ωL_1 dovuta all'induttanza primaria di accoppiamento non è più trascurabile, mentre la reattanza $1/\omega C'_2$ è ancora più elevata che nel campo delle frequenze medie e quindi a maggior ragione trascurabile.

Il circuito di fig. 4 pertanto si riduce a quello di fig. 6, da cui si ricava

$$\frac{-\mu V_e \omega L_1}{\sqrt{R'^2_i+(\omega L_1)^2}} = \frac{V_u}{n}$$

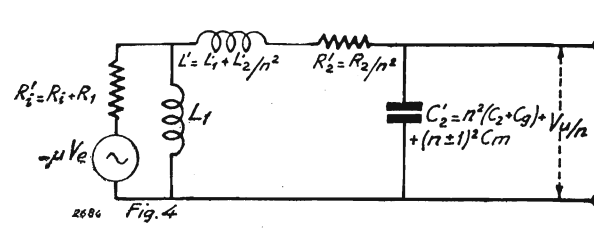
e quindi l'amplificazione nel campo delle frequenze basse è data da

$$A_c = -\frac{V_u}{V_e} = \mu n \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2}} \qquad (6)$$

in cui si è posto

$$\alpha = \frac{\omega L_1}{R'_i}$$

L'amplificazione alle frequenze basse dipende quindi unicamente dal rapporto α fra la reattanza dovuta all'induttanza primaria di accoppiamento e la resistenza interna della valvola R_i aumentata della resistenza in corrente continua dell'avvolgimento primario R_1.

Quando al variare della frequenza, ωL_1 diventa uguale ad $R'_i = R_i + R_1$, l'amplificazione si riduce a 0,707 volte il valore dell'amplificazione che si ha nel campo delle frequenze medie; ciò si può facilmente vedere ponendo nella (6) $\omega L_1 = R'_1$ (cioè $\alpha = 1$) e poi facendo il rapporto fra la (6) e la (5).

L'induttanza primaria di accoppiamento che appare nel circuito equivalente e quindi anche nell'equazione (6), è l'induttanza che presenta il primario rispetto alla componente alternata della corrente anodica, la quale componente alternata è sovrapposta alla corrente di riposo della valvola su cui il trasformatore è inserito.

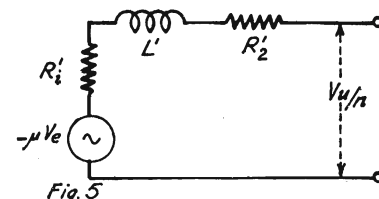



Fig. 5

Questa induttanza quindi non è una quantità costante ma è funzione della permeabilità incrementale e pertanto aumenterà con il diminuire della corrente di magnetizzazione (dovuta alla componente continua) e con l'aumentare dell'induzione dovuta alla componente alternata, cioè con l'aumentare della tensione segnale.

Nel campo delle frequenze alte la reattanza ωL_1 dovuta all'induttanza primaria di accoppiamento è talmente elevata che può essere trascurata senza introdurre errore; non così però per la capacità C'_2, come pure per l'induttanza di dispersione $L' = L'_2/n^2 + L'_1$.

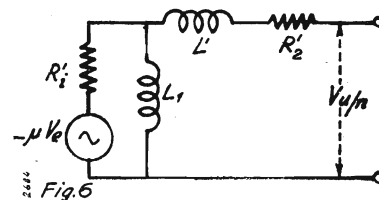



Fig. 6

Il circuito di fig. 4 si riduce pertanto a quello di figura 7, che come si vede è un circuito risonante in serie con un fattore di merito molto basso, e da cui si ricava

$$\frac{-\mu V_e \frac{1}{\omega C'_2}}{\sqrt{(R'_i+R'_2)^2+\left(\omega L' - \frac{1}{\omega C'_2}\right)^2}} = \frac{V_u}{n}$$

e quindi l'amplificazione nel campo delle frequenze alte è data da

$$A_a = -\frac{V_u}{V_e} = \mu n \frac{\frac{1}{\omega C'_2}}{\sqrt{(R'_i+R'_2)+\left(\omega L' - \frac{1}{\omega C'_2}\right)^2}} \qquad (7)$$

Indicando con ω_0 la pulsazione di risonanza di L' e C'_2, il fattore di merito del circuito alla pulsazione di risonanza ω_0 sarà dato da

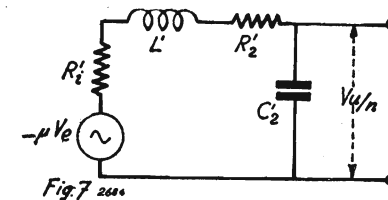



Fig. 7

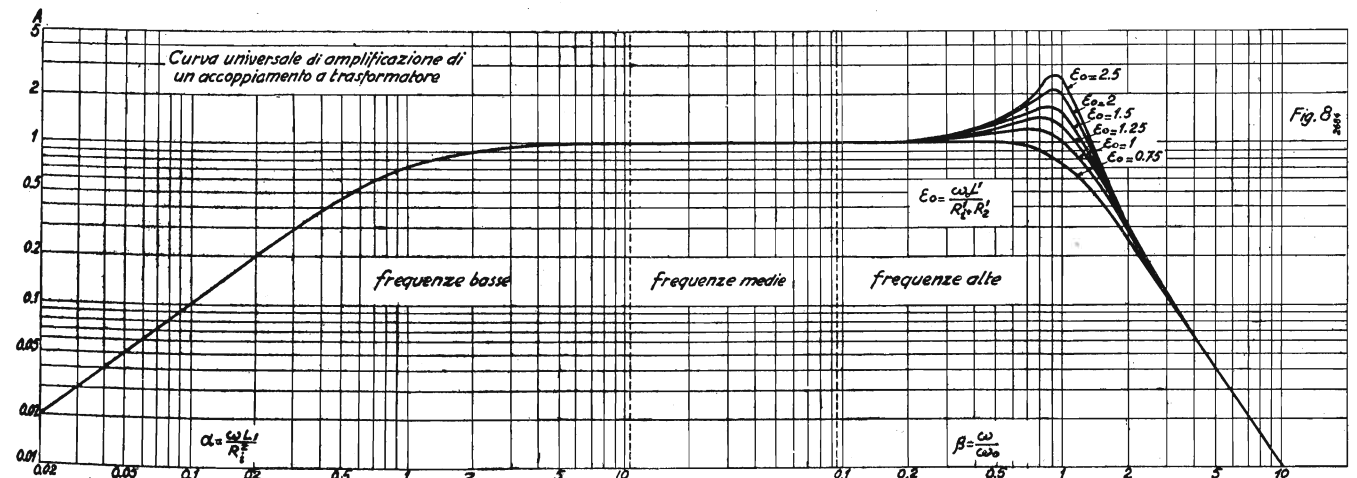
$$\varepsilon_0 = \frac{\omega_0 L'}{R'_i+R'_2} \qquad (8)$$

e ponendo

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0}$$

dalla (7) si deduce

$$A_a = \mu n \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\beta}{\varepsilon_0}\right)^2 + (\beta^2-1)^2}} \qquad (9)$$

Dalle equazioni (8) e (9) si vede che l'amplificazione alle frequenze alte rispetto all'amplificazione alle frequenze medie, dipende sia dalla resistenza interna della valvola, sia dalla risonanza dell'induttanza L' con la capacità C'_2; quindi per avere una buona risposta occorre dimensionare convenientemente il circuito.

Le equazioni (5), (6) e (9) ci permettono di tracciare una curva universale per l'amplificazione di una valvola accoppiata con un trasformatore, una curva unica cioè dalla quale si possono ricavare le singole curve corrispondenti alle varie caratteristiche di un qualsiasi accoppiamento a trasformatore.

Questa curva universale è riportata in fig. 8. In essa l'amplificazione nel campo delle frequenze medie è stata riportata all'unità; l'amplificazione relativa nel campo delle frequenze basse è ricavata dall'equazione (6) ed è data in funzione del rapporto $\alpha = \frac{L_1}{R'_i}$; ed invece l'amplificazione relativa nel campo delle frequenze alte è ricavata dall'equazione (9) e per diversi valori di $\varepsilon_0 = \frac{\omega_0 L'}{R'_i+R'_2}$ è data in funzione del rapporto

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$$

L'amplificazione effettiva ad ogni singola frequenza si ottiene moltiplicando l'amplificazione relativa, ricavata dalla curva universale, per la quantità μn, che rappresenta l'amplificazione nel campo delle frequenze medie.

Per ricavare dalla curva universale la curva di amplificazione di un dato accoppiamento a trasformatore di cui si conoscono le caratteristiche, si calcola dapprima l'amplificazione nel campo delle frequenze medie mediante la equazione (5). In seguito si determina la frequenza per cui $\alpha = 1$, cioè la frequenza per cui $\omega L_1 = R'_i$; e così restano pure determinate le altre frequenze per cui α assume valori prestabiliti (per es. 0,2; 0,5; 2; 5; etc.). Ad ogni valore di α corrisponde quindi una frequenza ben determinata ed una amplificazione relativa che si desume dalla curva universale: pertanto si può tracciare per punti la curva che dà l'amplificazione relativa nel campo delle frequenze basse in funzione della frequenza.

Infine si calcola la frequenza per cui l'induttanza di dispersione L' e la capacità C'_2 risuonano in serie ed anche il valore del rapporto ε_0 a questa frequenza, alla quale corrisponde un valore $\beta = 1$. La curva della

Fig. 8

amplificazione relativa nel campo delle frequenze alte si può allora ricavare analogamente a quella nel campo delle frequenze basse, determinando cioè le amplificazioni relative corrispondenti a prestabiliti valori di β (per es. 0,2; 0,5; 2; 5; etc.) e riportandole come ordinate in corrispondenza delle frequenze (riportate come

ascisse) che sono 0,2; 0,5; 2; 5; etc.; volte la frequenza per cui $\beta = 1$.

La curva delle amplificazioni relative è così completa e per ottenere l'amplificazione effettiva non resta altro che moltiplicare le ordinate per la quantità $\mu\, n$, cioè leggerle in una nuova scala.

Esaminiamo ora in quale misura influiscano i vari elementi del circuito sulla risposta dell'accoppiamento a trasformatore.

Alle frequenze basse l'amplificazione è funzione soltanto del rapporto $\alpha = \frac{L_{a1}}{R_i}$ e precisamente aumenta al crescere di , quindi per avere una buona risposta in questo campo di frequenze occorre avere α elevato, cioè l'induttanza incrementale del primario più alta possibile e la resistenza interna della valvola e la risposta in questo campo di frequenze occorre avere α elevato, cioè l'induttanza incrementale del primario più alta possibile e la resistenza interna della valvola e la resistenza dell'avvolgimento primario più basse possibili. Per conseguenza il fattore di amplificazione μ della valvola non deve essere troppo elevato poichè ad esso corrisponde una resistenza interna pure elevata (motivo per cui nell'accoppiamento a trasformatore i pentodi non sono usati, a meno che non si smorzi il primario del trasformatore con una opportuna resistenza). L'avolgimento del primario deve avere il maggior numero di spire possibile per aumentarne la induttanza, come pure il filo dell'avvolgimento deve avere una sezione sufficientemente grande perchè la resistenza del primario sia contenuta entro limiti accettabili.

Però un elevato numero di spire primarie comporta anche un maggior numero di spire secondarie, essendo fissato il rapporto di trasformazione dalla necessità dell'amplificazione nel campo delle frequenze medie; e poichè per un dato tipo di lamierino è pure fissato lo spazio per alloggiarvi gli avvolgimenti, necessariamente l'induttanza primaria resta limitata ad un valore chè non può essere superato.

Si può aumentare l'induttanza adoperando un materiale di migliore qualità, cioè un materiale che abbia una maggiore permeabilità.

Dalla curva universale di fig. 8 possiamo vedere che la risposta migliore alle frequenze alte si ha quando il valore di ε_0 è uguale o poco minore dell'unità: quando sussiste questa condizione l'amplificazione è praticamente costante fino alla frequenza l_0 di risonanza di L' e C'_{l2}, ma cade rapidamente alle frequenze più alte. Quindi, per un dato trasformatore, occorre che la valvola con cui esso è accoppiato lavori in un punto in cui la resistenza interna sia tale per cui $\varepsilon_0 = \sim 1$. Se la resistenza interna è più bassa del valore ottimo, cioè se $\varepsilon_0 > 1$, la risposta alle frequenze basse sarà senz'altro migliore in quanto che il rapporto α sarà più elevato, ma alle frequenze alte si avrà un picco.

Inversamente, se la resistenza interna ha un valore più alto del valore ottimo, cioè se $\varepsilon_0 < 1$, saranno attenuate sia le frequenze basse sia le frequenze alte.

Per ottenere una buona risposta occorre dunque che ogni trasformatore sia calcolato appositamente per essere accoppiato ad una data valvola funzionante in un determinato punto di lavoro.

Generalmente i trasformatori intervalvolari che si trovano in commercio sono stati calcolati per essere accoppiati con triodi che hanno correnti di placca non superiori a 10 mA e resistenze interne dell'ordine di 10-15 mila ohm. nel punto di lavoro; queste sono le condizioni migliori per un accoppiamento a trasformatore.

Infatti la corrente anodica bassa evita la saturazione del ferro del trasformatore con il conseguente abbassamento della permeabilità e quindi dell'induttanza; inoltre la resistenza interna è abbastanza bassa per popotere ottenerfe una buona risposta alle frequenze basse ed una elevata tensione di uscita indistorta.

Poichè la resistenza interna di un triodo varia al variare della corrente anodica di riposo, per una data tensione anodica, si può variare la risposta alle frequenze basse e più ancora alle frequenze alte, regolando la polarizzazione di griglia, la quale, come è noto, controlla la corrente anodica. Però occorre fare attenzione che la polarizzazione di griglia sia superiore almeno di un volt della tensione di cresta del segnale applicato alla griglia, onde evitare che si generi corrente di griglia con conseguente distorsione.

Riassumendo quanto prima detto, un buon trasformatore deve avere alto rapporto di trasformazione, elevata induttanza primaria, bassa induttanza di dispersione e frequenza di risonanza propria più alta possibile (cioè minima capacità distribuita).

Queste condizioni ideali però non possono essere realizzate tutte contemporaneamente in quanto che alcune sono contrastanti fra loro.

In pratica si ricorre ad un compromesso tale che dia buoni risultati. Per una data dimensione del lamierino, il numero totale di spire è vincolato dallo spazio riservato per l'avvolgimento; quindi, se si adotta un alto rapporto di trasformazione ,può essere assegnato al primario solo un piccolo numero di spire e per conseguenza l'induttanza primaria sarà bassa. Se si aumentano le dimensioni del ferro per avere disponibile maggiore spazio per lo avvolgimento (e quindi potere avere la desiderata induttanza primaria pur mantenendo alto il rapporto di trasformazione), si aumenta l'induttanza di dispersione in conseguenza delle maggiori dimensioni geometriche, riducendo con ciò la frequenza di risonanza ed alterando la risposta alle frequenze alte.

L'induttanza di dispersione si potrebbe ridurre intercalando l'avvolgimento primario col secondario, ma con ciò si aumenta la capacità e si viene a perdere tutto o gran parte del beneficio che si volev aottenere con la riduzione dell'induttanza di dispersione.

Per avere una buona risposta un trasformatore deve avere il nucleo magnetico grande ed a forte permeabilità, un traferro ben calcolato onde possa sopportare la normale corrente anodica della valvola senza che si produca saturazione e nello stesso tempo che non sia tale da ridurre l'induttanza incrementale del primario. In tale modo si raggiunge un minimo di riluttanza nel circuito magnetico e quindi un massimo del flusso che lo percorre.

Il rapporto di trasformazione non dovrà essere troppo elevato (generalmente da 2 a 5) in modo da potere avere l'induttanza primaria relativamente alta e capacità distribuita sul secondario abbastanza piccola, ottenendo così una migliore risposta sia alle frequenze basse sia alle frequenze alte a causa della frequenza di risonanza che risulta più alta.

E' preferibile che il nucleo sia di materiale ad alta permeabilità in quanto che l'induttanza del primario è funzione della riluttanza del circuito magnetico e quindi della permeabilità, mentre l'induttanza di dispersione è data dalle linee di flusso che si chiudono nell'aria e pertanto è indispendente dalla qualità del materiale ma dipende esclusivamente dalle dimensioni geometriche del nucleo. Migliorando la qualità del materiale si aumenta la induttanza primaria in rapporto all'induttanza di dispersione ed alla capacità distribuita ottenendo così una fedeltà di risposta su una gamma di frequenza più ampia di quella che si potrebbe avere con un altro trasformatore delle stesse dimensioni ma con materiale magnetico più scadente; oppure si potrebbe avere la stessa fedeltà di risposta per la stessa gamma di frequenza, con un nucleo più piccolo.

Vediamo ora come varia la curva di amplificazione al variare dei singoli elementi che compongono l'accoppiamento

Al variare dell'induttanza primaria di accoppiamento L_{a1}, varia solamente il rapporto α che compare soltanto nell'equazione (6) la quale ci dà l'amplificazione nel campo delle frequenze basse; e precisamente con l'aumentare di L_{a1} aumenta α ed aumenta l'amplificazione in questo campo.

Al variare della resistenza R'_i, variano pure i rapporti α ed ε_0. Il primo di questi appare nell'equazione (6) ed il secondo nella (9), si ha quindi variazione sia nel campo delle frequenze basse sia nel campo delle frequenze alte e precisamente con l'aumentare di R'_i diminuiscono α ed ε_0 e pertanto si ha una attenuazione alle frequenze basse ed una maggiore alle frequenze alte se $\varepsilon_0 < 1$; viene invece ridotta o spianata la punta alle frequenze alte se $\varepsilon_0 > 1$.

Al variare della capacità in parallelo al secondario varia la frequenza di risonanza ed in conseguenza variano sia β che ε_0 i quali appaiono solamente nella equazione (9) e quindi varia solo la risposta alle frequenze alte; precisamente aumentando la capacità si riduce la frequenza di risonanza (quindi aumenta β) e si rende più basso il valore di ε_0 causando con ciò un taglio più pronunciato alle frequenze più alte. Invece riducendo la capacità distribuita si estende il campo delle frequenze alte e talvolta si genera una punta.

Effetti analoghi si hanno al variare dell'induttanza di dispersione poichè questa altera la frequenza di risonanza allo stesso modo come la capacità distribuita.

Un po' di induttanza di dispersione è necessaria per estendere il campo delle frequenze alte, poichè senza di questa la sola capacità in parallelo darebbe un taglio molto meno ripido di quello che si ha con la risonanza.

Qualche volta vengono inserite delle resistenze in parallelo al primario o al secondario: una resistenza sul primario riduce l'effettivo fattore di amplificazione migliora la risposta alle frequenze basse e genera una punta alle frequenze alte; una resistenza in parallelo al secondario, spiana da una parte le eventuali punte alle frequenze alte e migliora la risposta alle frequenze basse, cosicchè si può ottenere una curva uniforme con la scelta di un valore adatto.

Allo scopo di maggiormente chiarire quanto precedentemente esposto, riportiamo un calcolo di massima per un accoppiamento a trasformatore e ne ricaviamo la curva di risposta servedoci delle equazioni (5), (6) e (9) o meglio ancora della curva universale di fig. 8.

Si voglia progettare un piccolo amplificatore fonografico che dia una potenza di 5 watt e che abbia una curva di risposta che ammetta un taglio di 3 db in tutta la gamma fra 100 e 12.000 Hz.

In questo esempio non terremo conto nè del rendimento nè del taglio dovuto al trasformatore d'uscita, cioè ricaveremo la potenza e la curva di risposta supponendo che la tensione segnale di uscita sia misurata su un adatto carico resistivo R_a inserito direttamente nel circuito anodico della valvola finale.

Lo schema di principio dell'amplificatore sarà quel-

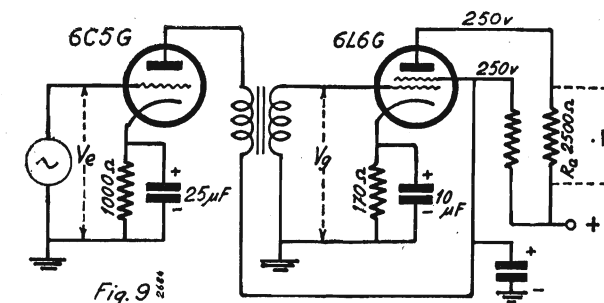



Fig. 9

lo disegnato in fig. 9. Occorre però tener presente che la resistenza R_a effettivamente è sostituita dal trasformatore d'uscita che ha solo la funzione di adattare l'impedenza di carico (costituita dalla bobina mobile dell'altoparlante) alla impedenza ottima del circuito anodico prescritta dalla casa costruttrice della valvola finale.

Per ottenere una potenza di 5 watt, si può adoperare come valvola finale una 6L6 G Fivre e come valvola pilota una 6C5 G Fivre.

Secondo le prescrizioni della casa costruttrice, la 6L6 G con 250 volt di placca e di schermo ,con 170 ohm sul catodo, e con un segnale di 14 volt di cresta applicato alla griglia, può dare una potenza di 6,5 watt con il 10% di distorsione, su un carico di 2500 ohm.

Poichè nel funzionamento in classe A la potenza di uscita è proporzionale al quadrato della tensione applicata alla griglia, volendo ottenere una potenza di 5

anzichè 6,5 watt, occorrerà applicare alla griglia della 6L6 G una tensione di cresta che è data da

$$V_g = 14\sqrt{\frac{5}{6,5}} = 12,3\ V.$$

e mantenere inalterate sia la tensione di placca e di schermo, sia la polarizzazione.

Un buon pick-up può dare una tensione efficace di 0,29 volt, pari a 0,4 volt di cresta; occorre quindi che l'amplificazione dell'accoppiamento a trasformatore nel campo delle frequenze medie sia

$$A_m = \frac{V_g}{V_e} = \frac{12,3}{0,41} = 30$$

La valvola 6C5G, con 250 volt di placca è —8 volt di griglia ha un coefficiente di amplificazione $\mu = 20$, una resistenza interna $R_i = 10.000$ ohm ed una corrente anodica di 8 mA.

Poichè l'amplificazione nel campo delle frequenze medie è data dalla (5), resta senz'altro determinato il rapporto n fra il numero di spire secondarie e primarie che deve avere il trasformatore

$$n = \frac{A_m}{\mu} = \frac{30}{20} = 1,5$$

Onde avere un buon margine possiamo adottare un trasformatore per cui sia $n = 3$, riservandoci di sfruttare l'eccesso di amplificazione che ne deriva, per una eventuale correzione della curva di risposta.

Si può pertanto adoperare il trasformatore Geloso N. 192 che ha le seguenti caratteristiche:

rapporto di trasformazione $n = 3$
resistenza dell'avvolgimento primario $R_1 = 1250\ \Omega$
resistenza dell'avvolgimento secondario $R_2 = 4500\ \Omega$
induttanza primaria di accoppiamento $L_1 = — 9$ H
corrente massima nel primario 8 m A.

La reattanza ωL_1 dovuta all'induttanza primaria di accoppiamento assume un valore pari ad $R'_1 = R_i + R_1 = 11.250\ \Omega$ ad una frequenza che è data da

$$f = \frac{R_i + R_1}{2\pi L_1} = \frac{11250}{6,28 \times 9} = 200\ \text{Hz}$$

Quindi a 200 Hz si avrà un'amplificazione che è 0,707 volte l'amplificazione che si ha nel campo delle frequenze medie, cioè a tale frequenza si ha un taglio di 3 db.

Possiamo assumere l'induttanza di dispersione $L' = L'_1 + L'_2/n^2$ pari all'1% della induttanza primaria di accoppiamento, cioè nel nostro caso

$$L' = 0,01\ L_1 = 0,01 \times 9 = 0,09\ \text{H}$$

e la capacità totale riportata al primario

$$C'_2 = n^2(C_2 + C_g) + (n \pm 1)^2\ C_m = 2800\ \mu\mu\text{F}.$$

E' da notare che la capacità totale C'_2, dovuta alle capacità distribuite nel trasformatore ed alla capacità equivalente dell'impedenza di ingresso della 6L6 G, si mantiene inferiore al valore assunto; ma si può sempre aggiungere in parallelo al secondario una adatta capacità in modo da portare C'_2 al valore previsto.

La frequenza di risonanza fra L' e C'_2 è data da

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C'_2}} =$$

$$= \frac{1}{6,28\sqrt{0,09 \times 2800 \times 10^{-12}}} = 10.000\ \text{Hz}$$

La pulsazione di risonanza sarà

$$\omega_o = 2\pi f_o = 6,28 \times 10.000 = 62.800\ \text{Hz}$$

ed il coefficiente ε_o alla frequenza di risonanza

$$\varepsilon_o = \frac{\omega_o L'}{R' + R'_2} = \frac{62.800 \times 0,09}{11.250 + 500} = 0,48$$

Alla frequenza di 10.000 Hz si avrà pertanto una amplificazione che è 0,48 volte l'amplificazione che si ha nel campo delle frequenze medie, cioè si avrà un taglio di 6,2 db.

Si prevede quindi che la curva di risposta sarà tagliata sia alle basse sia alle alte frequenze più di quanto ammesso.

Per ottenere un miglioramento, dato che alle frequenze medie abbiamo un eccesso di amplificazione, possiamo inserire una resistenza r_1 in parallelo al primario del trasformatore in modo che nei calcoli si possano assumere per μ ed R_i nuovi valori dati rispettivamente da

$$\frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{r_1}} \quad \text{e} \quad \frac{R_i}{1 + \frac{R_i}{r_1}}$$

Se facciamo $r_1 = R_i = 10.000\ \Omega$, per μ ed R_i si avranno i nuovi valori

$$\mu = 10 \qquad \text{e} \qquad R_i = 5000\ \Omega$$

Allora l'amplificazione alle frequenze medie è data da

$$A_m = 10 \times 3 = 30$$

che è il giusto valore occorrente, e la frequenza per cui alle frequenze basse si ha un taglio di 3 db, risulta

$$f = \frac{R_i + R_1}{2\pi L_1} = \frac{5000 + 1250}{6,28 \times 9} = 110\ \text{Hz}$$

Il coefficiente ε_o alla frequenza di risonanza di L' e C'_2 sarà

$$\varepsilon_o = \frac{\omega_o L'}{R'_i + R'_2} = \frac{62.800 \times 0,09}{6250 + 500} = 0,84$$

e quindi a 10.000 Hz si avrà un taglio di 1,5 db.

La frequenza per cui nel campo delle frequenze alte si ha un taglio di 3 db si può ricavare dalla curva universale e nel nostro caso è 11.500 Hz.

Come si vede le frequenze per cui si ha un taglio di 3 db sono poco differenti da quelle ammesse.

Prescindendo da una successiva messa a punto definitiva, ricaviamo la curva di risposta dell'accoppiamento così progettato.

Abbiamo visto che a 110 Hz l'amplificazione relativa nel campo delle frequenze basse si riduce a 0,707.

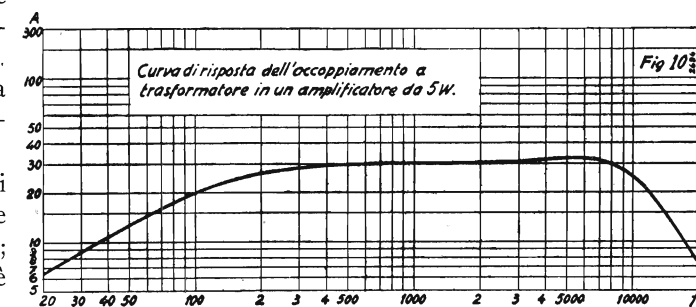
Alle frequenze per cui risulta $\alpha = 0,4; 0,6; 0,8; 1,5; 2; 3; 5$; cioè alle frequenze $f = 44; 66; 88; 165; 220; 330; 550$ Hz, l'amplificazione relativa rispettivamente è 0,38; 0,51; 0,625; 0,83; 0,89; 0,95; 0,98; come si ricava dalla curva universale, oppure dall'equazione (6).

La frequenza di risonanza di L' e C'_2 è stata calcolata essere $f_o = 10.000$ Hz ed a tale frequenza l'amplificazione relativa è 0,84.

Per un valore $\varepsilon_o = 0,84$ ed alle frequenze per cui risulta $\beta = 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,2; 1,5; 2$; cioè alle frequenze $f = 2000; 4000; 6000; 8000; 12.000; 15.000; 20.000$ Hz, l'amplificazione relativa rispettivamente è 1,01; 1,03; 1,04; 0,98; 0,667; 0,46; 0,26; come si ricava dalla curva universale oppure dall'equazione (9).

Moltiplicando i valori così ottenuti per l'amplificazione nel campo delle frequenze medie (che nel nostro caso è uguale a 30) si ottengono le amplificazioni effettive alle varie frequenze; si è potuto così tracciare per punti la curva di risposta riportata in fig. 10 che ha un andamento regolare e soddisfacente per gli scopi prefissi.

Per ottenere risultati migliori, basta modificare i va-

lori della polarizzazione della 6C5 G in modo da diminuirne la resistenza interna, e se ciò non è sufficiente, ridurre la capacità C'_2.

Dott. Ing. D. MIGNECO.

Problemi della media frequenza

II - La media frequenza vista nella pratica

(Continuazione dal N. 9-10-11-12/1944)

dott. ing. MARIO GILARDINI

INTRODUZIONE (1).

Un osservatore superficiale può oggi pensare che la Media Frequenza sia quella parte della moderna supereterodina, per la quale, da un lato, il progettista ha disponibile la maggiore e più sicura somma di dati di fatto, e, dall'altro lato, quella che meno dovrebbe prestarsi a discussioni e polemiche.

In realtà, oggi tale opinione è sostenibile.

Chi però, come l'autore, ha seguito la radiotecnica per quasi tutto il dopo-guerra, sa bene, che non sempre le acque furono tranquille come oggi, e che violente polemiche sorsero spesso, sugli argomenti più vari. Non possiamo naturalmente riesumarle ora; tuttavia faremo qualche accenno su due problemi, un tempo scottanti (oggi, quasi pacifici) perchè investono questioni costruttive, e perchè vedremo che qualche volta America ed Europa non sono d'accordo nel giudizio.

I due argomenti sono: 1°) numero di stadî d'amplificazione necessario (o rispettivamente sufficente); 2°) frequenza di taratura più opportuna.

(1) Il presente articolo è strettamente collegato con il precedente «La M. Fr. vista dal matematico» e con altri che seguiranno. Segue perciò la numerazione delle figure e delle formule, come se si trattasse di un articolo unico.

Sul primo argomento la tecnica europea, continentale e inglese, è unanime: uno stadio è sufficente. Due stadi possono apportare indubbi vantaggi, ma non proporzionati all'aumento di spesa: sono essi perciò limitati, nell'impiego, agli apparecchi di lusso.

La tecnica europea è nel vero, tenuti presenti i criteri di economia ai quali si ispira, le valvole ad alto rendimento impiegate, ed infine i circuiti a minima perdita, e percò ad alto rendimento, che in Europa sono, ben a ragione, usuali da un paio d'anni, e che anche in Italia si incomincia ad incontrare da un anno in qua.

Se infatti esaminiamo un buon apparecchio europeo così congegnato:

Modulatrice:	AK2-WE32	(Ottodo)
Amplificatrice:	AF3-WE33	(Pentodo selectodo)
Rivel. e B. Fr.:	ABC1-WE37	(Duodiodo-triodo)
Finale:	RL1-WE35	(Pentodo a bassa pend.)

e se chiamiamo « sensibilità dell'apparecchio in un dato punto del circuito » l'ampiezza del segnale (modulato al 30%), che vi deve essere applicato, per ottenere la potenza di uscita standard di 50 mW, otteniamo i seguenti dati medi, per buoni apparecchi:

Sensibilità:	Griglia Pentodo M. Fr.	400 μV.
»	Griglia Modulatrice (2)	60 μV.
»	Antenna	10 μV.

Nel campo delle onde medie e lunghe, non è necessario andare oltre. Infatti, salvo il caso di località anormalmente favorite, il livello dei disturbi è ovunque tale, che apparecchi più sensibili che 10 μV. non darebbero alcun vantaggio pratico, perchè i disturbi impedirebbero loro di sfruttare la maggiore sensibilità, ricevendo un maggior numero di stazioni.

Nelle onde corte, si può in realtà discendere fino almeno a 2 μV., ma questo non è fattibile, col circuito in esame, non solo perchè bisognerebbe chiedere troppa perfezione ai vari componenti, ma anche perchè il rumore di fondo della modulatrice sarebbe eccessivo, anche con valvole europee. Degli apparecchi italiani di questo tipo, non risulta all'autore che ne esistano con sensibilità, sulle onde corte, migliore che 10 μV. Anzi, la buona media si mantiene sui 25 μV., che è il minimo tollerabile; talvolta si giunge a 60 e peggio, valori insufficienti, salvo l'impiego di antenne speciali.

La tecnica americana è in netto contrasto con la europea: fermo restando che uno stadio può essere sufficiente, due stadi sono ritenuti almeno opportuni; tre o anche quattro sono impiegati volentieri negli apparecchi di lusso.

La diversità di opinione tra americani ed europei, va cercata, non tanto nel rendimento delle valvole americane, ancor oggi talvolta un po' più basso di quello delle corrispondenti europee, malgrado che ultimamente l'America non sia rimasta indietro rispetto all'Europa, nella tecnica delle alte pendenze; essa va piuttosto cercata nel prezzo delle valvole, che, tenuto presente il potere di acquisto delle due monete, è laggiù di 10 lire; va cercata inoltre nel diverso rendimento dei circuiti associati alle valvole.

Ed infatti l'americano non ha le gravi preoccupazioni di prezzo dell'europeo, nell'impiegare una valvola in più, anzi talvolta vi è costretto, per ottenere un rendimento sufficiente. Ripetendo il precedente specchietto, ma prendendo per base un apparecchio costruito con criteri americani, abbiamo:

Valvola Finale	6V6	Tetrodo a fascio el.
Rivelatrice e B. F.	6T2	Duodiodo-triodo
Amplificatrice M. Fr.	6S7	Pentodo esponenz.
Modulatrice	6D8	Pentagriglia.

Sensibilità:	Griglia Pentodo M. Fr.	3500 μV
»	Modulatrice	120 μV
»	Antenna	40 μV

Questi dati possono stupire, a prima vista, dato che, di proposito, sono state impiegate, nello specchietto, valvole americane di rendimento, in media, altrettanto buono quanto quello delle precedenti europee. La differenza infatti non è nelle valvole: ripetiamo che essa è nei circuiti di accoppiamento, per i quali, in America, si accettano talvolta fattori di merito Q pari a $2/3 \div 1/2$ dei corrispondenti valori europei.

A questo punto, il nostro progettista americano si troverà obbligato ad aggiungere una valvola: non per le onde medie, poichè, in questa gamma, anche 40 μ V possono bastare (si pensi che il « Balilla » ha una sensibilità di 800 μ V), ma per le onde corte, che in America sono più popolari che da noi. Compare dunque una valvola ulteriore, ma non in M. Fr., come qualcuno potrebbe pensare, bensì in Alta Fr. Per spiegare i motivi di questa soluzione, dovremmo uscire troppo nettamente dall'argomento di questo articolo: per ora, ci interessa unicamente sapere che, in tal modo, l'apparecchio arriverà ad una sensibilità di almeno 10 μV sulle onde corte.

Un apparecchio così congegnato, ossia il cosidetto « 5 + 1 » (sottinteso: valvole), può considerarsi, per l'America, il tipico ricevitore di non eccessive pretese, ma non sforzato, proprio come da noi è il « 4 + 1 » che abbiamo esaminato per primo.

Se 10 μ V non bastano, compare una valvola ulteriore in M. Fr., la modulatrice-oscillatrice si sdoppia e compaiono, al posto delle 6 D8, la 6 L 7 con l'oscillatrice separata, coppia di maggior costo, ma assai più stabile. Siamo giunti alle 7 valvole + raddrizzatrice: apparecchi di questa classe corrispondono come prezzo e come pretese al nostro « 5 + 1 » con amplificazione Alta Fr. Ma generalmente lo superano in sensibilità, perchè arrivano a 2 μ V su tutte le gamme, come l'autore ha personalmente controllato.

Finora abbiamo esaminato gli apparecchi dal solo punto di vista della sensibilità. Vediamo ora le esigenze della selettività, rispetto alla stazione adiacente; naturalmente, la questione della selettività rispetto alla immagine non sarà affrontata, perchè esula dall'argomento.

Sia premesso, che tra il campo di una stazione debole, ma ancora al di sopra del livello dei disturbi, ed il campo di una buona locale, vi può essere un rapporto di intensità di 1 a 20.000. Ora, chi effettui misure di selettività su moderni ricevitori (Media Fr. 465 kHz e simili) ottiene i seguenti dati:

1 stadio in M. Fr., bobine in aria,			
	litz:	a 9 kHz	50 volte
		a 18 kHz	750 »
		a 27 kHz	3.750 »
1 stadio in M. Fr., bobine in ferro,			
	litz:	a 9 kHz	80 »
		a 18 kHz	1.300 »
		a 27 kHz	6.400 »
2 stadi in M. Fr., bobine in aria,			
	litz:	a 9 kHz	150 »
		a 18 kHz	8.600 »
		a 27 kHz	95.000 »

(2) Applicare un segnale ad A. Fr. La sensibilità rispetto al segnale a M. Fr. è più favorevole.

Risulterebbe che una stazione veramente debole, vicina ad una locale veramente forte, non è ricevibile se non dista almeno 27 kHz dalla locale. Tuttavia raramente le condizioni sono tanto severe come si è supposto, almeno in Europa, dove si ebbe il buon senso, di non impiantare le stazioni più potenti, nell'abitato dei grandi centri. Perciò si può mediamente assumere, che la trasmittente a 18 kHz dalla locale sia, quasi sempre, discretamente ricevibile (3).

I citati valori si riferiscono al caso di supereterodine a selettività fissa, nelle quali si è obbligati a ricercare un compromesso tollerabile tra selettività e qualità di riproduzione. Riguardo alla qualità, si noti che, con i citati valori di selettività, la frequenza per la quale si ha il cosidetto « taglio superiore » (per la quale cioè si ha una attenuazione di 6 d B di tensione, ritenuta poco avvertibile) sta fra i 3000 e i 2000 Hz.

Riassumendo, nel caso di ricevitori a selettività fissa, uno stadio di amplificazione in M. Fr. può esser ritenuto sufficiente. Vedremo però che se la M. Fr. è intorno a 465 kHz, è quasi necessario avere nuclei di ferro ed avvolgimenti in filo di litz. Con le vecchie medie frequenze intorno a 175 kHz, sarebbero bastati avvolgimenti in aria, ma con filo di litz.; per 120 kHz, basterebbe il filo pieno.

Nel caso di ricevitori a selettività variabile, diamo subito, per confronto, le conclusioni, salvo giustificarle nel seguito (4): due stadi in M. Fr. (con un totale di 3 trasformatori) sono quasi indispensabili, tre stadi non sono eccessivi. La tendenza europea di ridursi ad un solo stadio, col primo trasformatore ad accoppiamento variabile, ed il secondo, per lo più, ad accoppiamento fisso, è giustificata solo da criteri economici. La frequenza di taratura sarà intorno a 465 kHz; preferibilmente, gli avvolgimenti avranno nuclei di ferro per amplificatori a 2 stadi e nuclei in aria, o comunque a basso rendimento per amplificatori a 3 stadi: questa seconda soluzione è preferibile.

Quanto alle frequenze di taratura, le più elevate, intorno a 465 kHz, sono oggi nettamente preferite. Non possiamo naturalmente ritornare sulla polemica, ormai esaurita, intorno alle alte e alle basse medie frequenze. Ci limiteremo a fissarne i risultati.

Anzitutto l'alta media frequenza è opportuna per l'eliminazione dell'immagine, dato che, per 465 kHz, sono più che sufficienti 2 circuiti in A. Fr. e spesso ci si accontenta di uno; per 100 kHz, ne occorrerebbero almeno tre, ad alto rendimento.

Tuttavia è noto, che le basse medie frequenze ricevettero il colpo di grazia dai ricevitori plurionde, nei quali è necessario che la differenza percentuale tra le frequenze di accordo, a) dei circuiti in Alta Fr., e b) del circuito oscillatore, sia sempre elevata. Ora a 22 MHz e con media frequenza di 465 kHz, il circuito oscillatore è accordato su 22.465 MHz: differenza 2,3%. Con 100 kHz, l'oscillatore sarebbe accordato su 22,100 MHz: differenza 0,45%. Nel secondo caso, è quasi impossibile evitare un eccessivo accoppiamento tra il circuito dell'oscillatore ed il circuito in Alta Fr.. E' bensì vero che le attuali « modulatrici ad iniezione sulla griglia esterna » (ACH 1 e analoghe inglesi; AH 1; 6 J 8 eptodo-triodo americano; 6 L 7) sono molto meno sensibili a questo inconveniente, che non i corrispondenti tipi di « modulatrici ad iniezione sulla griglia interna ». Esperienze con l' ACH 1 provano che essa può lavorare intorno a 15 MHz con M. Fr. di soli 100 kHz. Malgrado questo, è da escludere un ritorno indietro sull'argomento, come è da escludere, almeno per qualche anno, il grande salto a 1.650 kHz.

E' infatti da notare, che le elevate medie frequenze hanno difetti, oltre che pregi. Il primo di essi è che l'allineamento della supereterodina a comando unico diventa sempre più precario quanto più elevata è la M. Fr. e quanto più bassa è la frequenza da ricevere. In Europa, dove esiste il servizio di radiofonia anche in onde lunghe, l'allineamento dei circuiti su questa banda (pur essendo perfetto nei tre classici punti obbligati) è talmente lontano già ora dalla perfezione negli altri punti, che un aggravamento dell'errore non è accettabile.

Dalla teoria alla pratica.

Premesso che l'autore è stato uno dei primi partigiani delle medie frequenze intorno a 465 kHz, e premesso che non ha cambiato parere, accingiamoci ora a dir un po' male di queste medie frequenze. Tale modo di fare merita una parola di spiegazione. I motivi che hanno portato la M. Fr. a 465 kHz sono stati spiegati sommariamente nell'introduzione, che abbiamo scritto col preciso intento di mostrare, come le esigenze dell'apparecchio in complesso, o di altre singole parti dell'apparecchio, influiscono sul progetto della media frequenza. Abbiamo allora posto in rilievo che le M. Fr. sono state spinte a 465 kHz da esigenze che non hanno nulla a che fare colla M. Fr. *in se.* La media Fr. *in se,* dal tempo di Lucien Lévy fino ad oggi, esigerebbe invece una frequenza di taratura molto bassa, poichè in tal modo sarebbe più facile da progettare, non richiederebbe materiali speciali, sarebbe più stabile, più selettiva, più efficiente. Dal limitato punto di vista della M. Fr., la taratura a 465 kHz, *non è un progresso della tecnica, ma una acrobazia, imposta da circostanze estranee, e permessa dai progressi della tecnica.*

Ritornando brevemente allo studio matematico del precedente articolo, si è visto che noi abbiamo espresso tutte le formule in funzione di Q per il motivo che questo parametro è direttamente misurabile e correntemente misurato. Studiando però la selettività in base alla (12) e alla (13) possiamo notare che anzitutto, posto $Q_1 = Q_2 = Q$, le α non risultano funzioni qual-

(3) E' però giusto osservare che, in molte località europee, ed anche italiane, si hanno condizioni nettamente peggiori di quelle supposte.

(4) Vedi il capitolo « Selettività Variabile » in questo stesso articolo.

siasi Q e δ, ma funzioni del prodotto $Q\delta$. Sviluppando abbiamo:

$$Q\,\delta = 2\,Q\,\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = 4\,\pi\,\frac{L}{r}\,\Delta f$$

Se noi esaminiamo la selettività rispetto alla stazione adiacente ($\Delta f = 9.000$ Hz), risulta dunque che la selettività di due circuiti, qualunque essi siano, an-

TABELLA 1

	465	350	250	175	100
L (μ H)	781	1.195	1.980	3.375	7 810
C (p F)	150	173	205	245	324
L/r	68,6 . 10^{-6}				
Q	200	151	108	75	43
Rd (MΩ)	0,456	0,525	0,623	0,745	0,985
Δc (p F)	0,65	1,00	1,64	2,80	6,48

che se tarati su frequenze diverse, sarà eguale, se sarà eguale il quoziente

$$\frac{Q}{\omega_0} = \frac{L}{r}$$

Ricordando ora che $Rd = \omega_0\,L\,Q$, e chiamando C la capacità di accordo, raccogliamo nella seguente tabella i dati relativi a 5 trasformatori di M. Fr. immaginari, ma *possibili*, differenti anzitutto per la frequenza di taratura, e legati dal fattore $\frac{L}{r}$ posto eguale in tutti i casi.

Chiunque abbia eseguito misure in laboratorio, sa che il trasformatore a 100 kHz si realizza facilmente usando filo pieno (o al massimo litz $3 \times 0{,}08$) avvolto a nido d'ape, con una colonnina di legno per supporto, come isolante della base servirà la bakelite o una porcellana comune. Fino a 250 kHz si giunge nelle stesse condizioni, usando litz un po' più suddiviso e qualche maggiore attenzione. Il trasformatore per 350 kHz non è realizzabile se non usando nuclei di ferro, sia pure semplicissimi, a meno di fare sugli avvolgimenti studi molto seri. Al trasformatore per 465 kHz si arriva solo con nuclei di ferro, ottimi condensatori di accordo e, preferibilmente, basette e supporti di isolanti speciali.

Malgrado tutto, l'amplificazione dei trasformatori della tabella 1, è minore per i tipi a frequenza più elevata: basta confrontare le resistenze dinamiche Rd. Nell'ultima linea della tabella compaiono ancora dei ΔC; anch'essi dànno il loro responso a favore di 100 kHz, ma non è ancora il momento di sollevare il velo.

Abbiamo visto che la selettività dipende da L/r; ora, uno sguardo alla (6 bis) del precedente articolo, mostra che l'amplificazione dipende da Rd. Poichè $Rd = \omega^2\,L\,(L/r)$, risulta che selettività ed amplificazione sono bensì strettamente interdipendenti, ma non rigorosamente legate da semplice proporzionalità. Si possano dunque costruire trasformatori ad alta amplificazione, ma poco selettivi e viceversa. Nella pratica, e per le frequenze di taratura più usate oggi, si possono ottenere i valori di $L/2$, Q, Rd riportati alla tabella 2.

TABELLA 2

Nucleo	*Avvolgimento*	*Filo*	*Spire* N.	f_0	L mH	$\frac{L}{r}\,10^6$	Q	Rd MΩ	C pF
in aria ∅ int. 13 mm.	Nido d'ape 1 sez.	7 × 0,07		456	0,95	41,8	120	0,32	128
id.	Nido d'ape 2 sez.	7 × 0,07		456	0,95	33.6	125	0,34	128
id.	Nido d'ape 1 sez.	10 × 0,05	220	450	1,50	49,5	140	0,60	83
id.	id.	6 × 0,05	210	450	1,50	41,5	116	0,48	83
id.	id.	20 × 0,05	215	350	1,50	81,9	180	0,60	138
id.	id.	10 × 0,05	220	350	1,50	67,7	149	0,49	138
id.	id	10 × 0,05	220	250	1,50	80,9	127	0,30	270
id.	id.	20 × 0,05	215	250	1,50	121	190	0,45	270
Ferrocart N 24/12	id.	20 × 0,05	160	450	1,15	70,6	200	0,65	109
id. E N 24/11	id.	20 × 0,05	160	450	0,90	81,3	230	0,58	139
id. T 21/18 Z F	Su mandrino	20 × 0,05	105	450	0,43	106	300	0,36	291
Sirufer rocchetto	id.	20 × 0,05	100	465	0,41	82,3	240	0,29	286
id.	id.	20 × 0,05	141	465	0,78	108	315	0,72	150
id.	id.	20 × 0,05	165	465	1,1	109,6	320	1,03	106
Sirufer H	id.	20 × 0,05	108	465	0,61	114,6	335	0,60	192
Draloperm Garnrolle	id.	30 × 0,05	160	465	0,77	127	370	0,83	152
id.	id.	40 × 0,04	160	465	0,77	137	400	0,90	152
Draloperm Garnrolle ribassato 2 gole	id.	20 × 0,05	140	465	0,86	104,5	305	0,76	136

(*Continua*).

RICEVITORI DEL TEMPO DI GUERRA

II - Ricevitore bivalvolare (2 + 1)

G. COPPA (2688)

b) RICEVITORE PLURIGAMMA AD AMPLIF. DIRETTA.

Questo secondo ricevitore, pur sempre impiegando un numero di componenti dello stesso ordine del precedente, è realizzato in modo molto diverso e può rispondere ad esigenze che l'altro non può soddisfare.

In questo apparecchio si può usare la reazione o non usarla, nel primo caso si ottiene un ricevitore di tipo dilettantistico che consente di ascoltare audizioni ad onde corte a grande distanza, nel secondo si ha pur sempre un soddisfacentissimo funzionamento nella gamma delle onde medie, si risparmia un condensatore variabile e si possono fissare direttamente le bobine di induttanza sul telaio evitando la non lieve complicazione delle bobine ad innesto, necessarie nel primo caso.

A differenza del ricevitore precedente, quello attuale impiega una valvola doppia, la ECH 4 e, potendo in tale modo evitare l'impiego del circuito reflex, permette di spingere la sensibilità (con la reazione) e la potenza del segnale d'uscita sino a limiti maggiori. Inoltre, nel complesso, il ricevitore è di più facile messa a punto e di maggiore stabilità.

Lo schema elettrico del circuito è dato dalla fig. 1. La prima valvola è una ECH 4, doppia, composta da un elemento exodo (che qui viene impiegato come pentodo amplificatore di alta frequenza) e da un elemento triodo (che qui serve da rivelatore per « falla di griglia » a reazione o non e, come tale, anche da preamplificatore di bassa frequenza).

La seconda valvola è una semplice amplificatrice di potenza. La scelta del tipo è caduta sulla EL 3 per la sua elevata amplificazione. Il funzionamento del ricevitore, nel suo complesso, è il seguente:

Il segnale proveniente dall'aereo è applicato direttamente, senza alcuna attenuazione preventiva, all'avvolgimento primario del primo trasformatore di AF (L_1). Esso induce una tensione oscillante ai capi del secondario (L_2) accordato dal primo elemento del condensatore variabile doppio C_1 C_2. La detta tensione viene fortemente amplificata dalla sezione exodo dela ECH 4 funzionante da pentodo, avendo la griglia sovrappositrice collegata al catodo.

Il segnale di AF, amplificato, attraverso ad un condensatore a mica di 500 μF (il valore non è critico), viene applicato al secondo circuito oscillatorio costituito da L_3 e dal secondo elemento (C_2) del condensatore variabile. Attraverso alla falla di griglia, formata dal condensatore di 200 μF e dalla resistenza da 1 MΩ, esso passa sulla griglia dell'elemento triodo della ECH 4 dove si compie la rivelazione e, nel contempo, la prima amplificazione di bassa frequenza.

La componente di bassa frequenza che, per la presenza della resistenza di 0,15 MΩ si forma sulla placca del predetto triodo viene inviata attraverso ad un filtro costituito da un primo condensatore da 50 μF, da una resistenza di 50.000 Ω e da un secondo condensatore da 100 μF, ad un potenziometrò da 0,5 MΩ funzionante da classico regolatore di volume.

Da detto potenziometro si preleva alfine il segnale che serve a pilotare la valvola finale EL 3 che aziona l'altoparlante dinamico.

La reazione si ottiene riportando parte del segnale di AF esistente sulla placca del triodo della ECH 4 sul 2° circuito oscillatorio attraverso al piccolo condensatore variabile di reazione da 100 μF ed alla bobina di reazione L_4 che, come s idisse, può essere omessa per la gamma delle onde medie.

Il condensatore da 10.000 μF fra un capo della rete e massa del telaio serve anche qui per togliere il ronzio sull'onda portante e quello da 5000 μF in serie alla'ereo serve per preservare il primario d'aereo in caso che l'isolamento del primo avesse a cedere.

Fig. 1

Tutto il complesso di alimentazione non si differenzia in nulla da quello del ricevitore precedente. Il trasformatore di alimentazione ha perciò 2 × 330 volt per l'anodica (50 mA totali), 5 V-2 A per il filamento della 5Y3 e 6,3 V-2 A per i filamenti delle altre valvole e delle lampadine del quadrante. Gli elettrolitici del filtro sono da 8 μF e l'avvolgimento di eccitazione del dinamico deve offrire da 1500 a 2000 Ω di resistenza.

Anche qui, la difficoltà maggiore è rappresentata dalla realizzazione delle bobine, difficoltà che va da un minimo, nel caso della ricezione della sola gamma delle onde medie senza la reazione, ad un massimo nel caso che si voglia realizzare una serie completa per OM ed OC ed evcentualmente per le cortissime.

Fig. 2

Sebbene non sia stato ritenuto necessario l'impiego di materiale ceramico, che poco si presta a modifiche, è sempre bene non perdere d'occhio la qualità complessiva delle bobine che sarà bene siano realizzate, per le OM, in filo litz.

Per le OC possono essere impiegate le stesse bobine descritte per il ricevitore precedente e di cui riportiamo il disegno ed i dati (figg. 2 e 3).

Nel caso di fig. 2, i due avvolgimenti L_1 e L_2 si compongono rispettivamente di 250 spire di filo da 0,1 mm smaltato (o meglio smalto-seta) e di 95 spire di filo litz da 20 capi da 0,05 mm, entrambe a nido d'ape. L'avvolgimento di L_3, pure a nido d'ape, si compone di 95 spire di filo 20 × 0,05, come per L_2. I supporti, di cartone bakelizzato (o di legno ben secco paraffinato) hanno 15 mm di diametro esterno. Le due bobine sono dotate di nuclei di ferro polimerizzato filettati (solo L_2 ed L_3).

Fig. 3

Nel caso non si disponga di filo litz, si può ricorrere al filo da 0,22 smaltato per L_2 ed L_3 ed ancora allo 0,1 per L_1. Si avvolgeranno 120 spire per L_2 ed L_3 e 220 per L_1. I supporti saranno da 20 mm. Maggiori dettagli per queste bobine sono contenuti nel numero precedente della rivista.

Volendo invece costruire tutta la serie completa di bobine per le OM e le OC ci si trova nella necessità di usare supporti di diametro unico, legato al diametro dello zoccolo sul quale i detti supporti vengono fissati.

La soluzione da noi adottata, pur essendo molto semplice, permette anche di ottenere delle bobine protette meccanicamente dalle sollecitazioni esterne che ne potrebbero alterare la costituzione e, fino ad un certo punto dagli agenti atmosferici.

Per realizzare le dette bobine si utilizzano tubi di cartone bakelizzato aventi rispettivamente 30 mm di diametro *interno* il primo e 25 mm di diametro *esterno* l'altro. Il secondo serve quale supporto dell'avvolgimento ed il primo serve invece da involucro di protezione.

La fig. 4 dà un'idea del come siano costituiti i supporti delle bobine.

La base del supporto è fornita dallo zoccolo di una valvola americana (serie octal « G T » ossia « Balilla »), in figura detto zoccolo è contraddistinto con numero 5 ed è visibile in sezione.

Fig. 4

Un tubo di cartone bakelizazto di 30 mm di ϕ interno, lungo 50 mm ed una ranella con bordo a scalino (6) formano, con una lunge vite o gambo filettato (3), l'ossatura del supporto.

La bobina vera e propria viene avvolta sul tubo da 25 mm di ϕ esterno (1) che si trova libero nell'interno del primo.

Per le OM, tanto la L_2 che la L_3 si compongono di 105 spire di filo da 0,25 mm smaltato, affiancate. La L_1, bobina d'aereo è costituita da una bobinetta a nido d'ape di 250 spire, filo 0,1 mm che viene disposta internamente al tubo 1, sul fondo.

Ove non vi sia la possibilità di avvolgere a nido d'ape, si potrà avvolgere il filo stesso su di un mandrino di ebanite o di legno ben secco paraffinato a spire libere. In ogni caso l'uso del filo smalto-seta è a preferirsi a quello semplicemente smaltato per tale avvolgimento.

La bobina di reazione L_4, sempre per le OM si compone di 25 spire di filo da 0,25, in continuazione della bobina L_3. Il punto di giunzione fra le due bobine vie-

ne connesso al piedino *c* dello zoccolo, gli altri due estremi rispettivamente in *a* e *b* (esaminare attentamente le figg. 1 e 4).

Riguardo ai collegamenti la bobina L_1 ha la stessa disposizione della L_4.

Per la gamma OC, le bobine L_2 ed L_3 si compongono di 11 spire di filo da 0,8 mm, distanziate 1,5 mm. Il distanziamento si può ottenere avvolgendo, col filo del-

Le gamme che si possono coprire con tale serie di bobine, per condensatori variabili da 2×400 pF, sono rispettivamente: da 190 a 530 m. per le onde medie e da 19 a 55 mm. per le O. C.

Il condensatore variabile di reazione da 100 pF ad aria andrà montato *isolato* dal resto del telaio metallico ed ha molta importanza che detto isolamento sia buono.

Come si è detto, se il ricevitore è realizzato per le

Fig. 5

lo spago da 1,5 mm che si può togliere infine ad avvolgimento effettuato.

La bobina L_1 si compone di 7 spire da 0,25 affiancate avvolte in senso contrario a quello di L_2 e poste immediatamente al di sotto delle spire di L_2.

La bobina L_4 si compone invece di 15 spire di filo da 0,25, affiancate ,avvolte in continuazione delle spire di L_3 dopo il punto di giunzione *c*. La fig. 4 è abbastanza esplicativa riguardo al modo di collegare i capi delle bobine stesse ai piedini dello zoccolo il quale si intende, come sempre, esaminato dalla faccia inferiore (ossia da sotto).

sole OM, il citato condensatore può mancare e con esso la bobina L_4.

E' utile rilevare, per incidenza, che sebbene questo apparecchio utilizzi la reazione, nessun inconveniente può derivare anche dall'uso errato di questa perchè in ogni caso le oscillazioni causate dalla reazione non vengono irradiate in aereo.

Montaggio.

Il telaio sul quale è stato realizzato questo ricevitore è lo stesso che ha servito per il ricevitore precedente,

ciò é visibile anche dalla fig. 5, esso è di alluminio di $16 \times 20 \times 6$ cm.

Tutte le resistenze dell'attuale montaggio sono da 0,5 watt. I collegamenti sono realizzati con filo da 0,7 mm coperto in cotone impregnato. Nessun collegamento necessita di schermatura. In particolare va raccomandato che il tratto che va dalla griglia del triodo della ECH 4 alla bobina L_3 sia il più breve possibile; detto tratto è costituito dal condensatore da 200 µF a mica e dalla resistenza da 1 MΩ.

Sono anche da evitare eventuali accoppiamenti fra il conduttore che unisce l'impedenza di AF alla placca con il filo che porta all'aereo poichè essi possono causare noiosi fenomeni di reazione. Può in tale caso giovare, se l'allontanamento non basta, usare per il filo che va all'aereo, del cavetto schermato.

Quanto al resto, non vi è che a rileggere quanto è detto per il montaggio precedente a pag. 130.

Messa a punto.

Mentre nel caso della sola gamma OM, se si sistemano i due avvolgimenti in modo fisso rispettivamente l'uno sopra e l'altro sotto del piano del telaio non si ha nulla da temere riguardo ad accoppiamenti fra le bobine, nel caso delle bobine ad innesto è più facile che tali accoppiamenti si verifichino. Per non incorrere in questo inconveniente è prima di tutto opportuno che in fase di montaggio i due portavalvole octal relativi alle due bobine siano sistemati alquanto discosti l'uno dall'altro. E' anche necessario che i fili che dai portavalvole relativi alle bobine vanno ai condensatori variabili siano brevi il più possibile e discosti l'uno dall'altro.

Fig. 5a

Anche con questo ricevitore conviene che la messa a punto parta dalla valvola finale.

Dapprima si disporranno sull'apparecchio due sole valvole, la 5Y3 e la EL 3. Accertato che il cambio-tensioni sia predisposto per la tensione di linea, si inserirà la corernte.

I filamenti delle due valvole si dovranno accendere normalmente; in particolare si dovrà verificare che nell'interno delle placche della 5Y3 non si formi alcuna nebbiolina azzurra. Questa potrà apparire eventualmente all'inizio e per la durata massima di 1 secondo (il tempo di riattivare lo strato di ossido degli elettrolitici) ma se perdura ulteriormente si dovrà togliere immediatamente la corrente perchè la sua presenza è indice di corto circuito nella linea dell'alta tensione (che può essere nei condensatori elettrolitici o eventualmente in qualche altro organo del circuito dell'AT).

Se tutto invece procede regolarmente, toccando con un dito l'estremo non connesso alla massa del potenziometro, tenendo il potenziometro stesso disposto per il massimo di volume, si dovrà sentire un distinto ronzio di corrente alternata nell'altoparlante la cui intensità si dovrà poter regolare agendo sul potenziometro stesso.

Si potrà allora mettere al suo posto anche la prima valvola ossia la ECH 4. Può darsi che al principio tale applicazione porti alla formazione di fischi violenti o dei tipici disturbi della reazione. E' infatti su questa valvola che è maggiormente necessario lavorare per la messa a punto.

Dapprima si collegherà la griglia pilota della sezione exodo a massa direttamente, in tale modo dovranno scomparire i predetti eventuali disturbi.

Non bisogna dimenticare però che i predetti disturbi possono essere causati anche dalla reazione normale, da quella cioè che noi abbiamo voluto applicare mediante il condensatore variabile da 100 µF, in tale caso però, portando il detto variabile al suo valore minimo di capacità (lamine mobili tutte esterne a quelle fisse) ogni disturbo di reazione dovrà scomparire. Toccando con un dito uno dei terminali del condensatore fisso a mica di 200 µF (o della resistenza da 1 MΩ) si dovrà percepire nell'altoparlante il ronzio della corrente alternata, ma questa volta assai più intenso della precedente

Giunti a questo punto si potrà ristabilire il giusto contatto fra la griglia principale della ECH 4 e il rispettivo condensatore variabile togliendo il corto circuito verso massa.

E' possibile allora che i fenomeni di reazione si ripresentino.

Si incomincierà a disporre il filo dell'aereo nella rispettiva boccola (se non c'è un aereo regolare si potrà collegare alla detta boccola una buona presa di terra, quale un filo di rame di almeno un mm di diametro, connesso alla tubatura dell'acqua). Se in tale modo la reazione scompare, il ricevitore può essere considerato normale.

In caso diverso, se la reazione compare anche solo per determinate posizioni del condensatore variabile doppio di sintonia, si dovrà ricorrere ai rimedi.

Sono già state precedentemente indicate possibili cause di reazione e se ne è indicato il rimedio, ma un'altra importante causa può essere l'accoppiamento magnetico fra le due bobine.

Oltre all'accorgimento di non fissarle troppo vicine sul telaio, può rendersi necessario quello di invertire i collegamenti ai capi della bobina L_2 (ossia di invertirne il senso di avvolgimento). Attenzione che molti errori sono possibili in seguito ad una errata interpretazione di tale inversione! L'inversione deve riguardare il solo senso di avvolgimento di L_2 e non l'intero circuito costituito da L_1 e L_2.

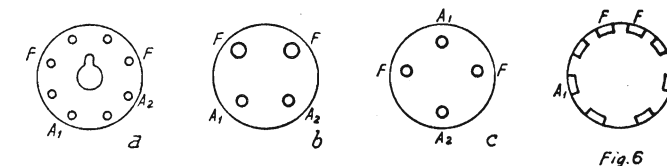
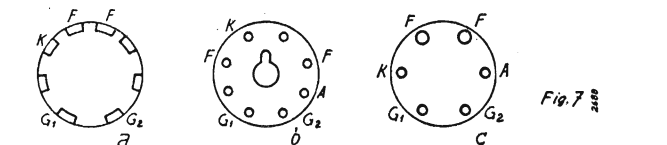
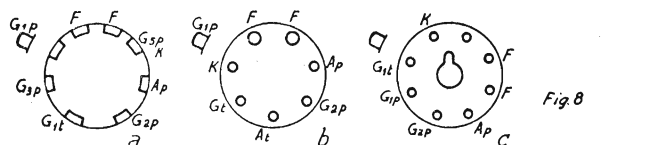
Se la reazione in tale modo scompare, si sarà raggiunta la normalità di funzionamento.

In queste condizioni, ruotando leggermente il condensatore variabile si dovrà, almeno per un punto di esso, ottenere la ricezione della stazione locale.

Si accorderà il ricevitore su di una stazione verso il minimo di capacità del variabile doppio (lamine mobili tutte all'esterno) e si regoleranno i compensatori di cui

questo è dotato, sino alla massima intensità di ricezione. In tal modo si conseguirà anche un notevole miglioramento della sensibilità per tutte le altre lunghezze d'onda.

Tutte queste operazioni si saranno eseguite tenendo il condensatore variabile di reazione al suo minimo valore di capacità.

Già a questo punto del lavoro la ricezione di molte

stazioni estere deve essere possibile con un aereo di caratteristiche medie. Si passerà alfine all'impiego della reazione; ruotando il condensatore di reazione di una trentina di gradi, si dovrà percepire il caratteristico soffio di innesco. Le stazioni che si sentivano normalmente senza reazione si sentirano ora interferite da un forte fischio la cui nota varia ritoccando la sintonia. Le stazioni più lontane che senza reazione erano troppo deboli per potersi percepire si sentiranno ora, ma per poterne distinguere la trasmissione sarà necessario retrocedere il condensatore di reazione sino al limite di innesco.

Per il normale funzionamento del ricevitore è necessario che la reazione agisca in modo uniforme su tutta la gamma, ciò normalmente si dovrebbe verificare. Eventuali alterazioni nel comportamento della reazione possono essere causate da accoppiamento elettrostatico fra i due circuiti oscillatori ossia fra le due sezioni del condensatore variabile, a causa di vicinanze nocive di conduttori, o da accoppiamenti magnetici fra le due bobine. Se ne intuiscono i rimedi.

Per la messa a punto della gamma onde corte si procede in modo del tutto analogo a quello usato per la gamma delle OM. Se la reazione, per questa gamma dovesse risultare troppo pronta e violenta (inneschi bruschi per piccoli spostamenti del variabile di reazione), si potrà con vantaggio ridurre il numero di spire dell'avvolgimento di reazione L_4.

POSSIBILITA' DI SOSTITUZIONE DELLE VALVOLE.

Sebbene le valvole indicate in fig. 1 ossia: la ECH 4, la EL 3 e la 5Y3 costituiscano i tipi più indicati alla presente realizzazione, è sempre possibile sostituire alcune di esse con altri tipi od anche con tutta una serie diversa.

Intanto, la valvola raddrizzatrice 5Y3 i cui collegamenti interni sono visibili in fig. 6 a, è sostituibile con la valvola 80 (fig. 6 b) o con la 83 V i cui collegamenti sono identici a quest'ultima. Se la tensione per l'accensione della raddrizzatrice fornita dal trasformatore è di 4 volt (anzichè 5), si può usare la WE 51 (o 506) i cui collegamenti sono indicati in fig. 6c o la VE54 ossia AZ1 o AZ2 i cui collegamenti sono indicati in fig. 6d. La sostituzione della 5Y3 con una delle valvole indicate non altera sensibilmente il funzionamento del ricevitore.

La valvola finale può essere sostituita anche con numerose altre ma solo in pochi casi la sostituzione non è svantaggiosa.

Della serie a 6,3volt europea si può usare la EL 6, ma è allora necessario ridurre la resistenza di catodo a 100 Ω ed un trasformatore di uscita appropriato. I collegamenti restano gli stessi (fig. 7 a). Nella serie a 6,3 volt americana si presta particolarmente alla sostituzione la 6V6G i cui collegamenti sono illustrati in fig. 7 b. In questo caso si può conservare lo stesso trasformatore di uscita ma si consiglia una resistenza di catodo di 300Ω 1 w. Anche la valvola 6L6 può essere impiegata, prendendo gli stessi accorgimenti indicati per la EL 6, tenendo presente che i collegamenti sono gli stessi di fig. 7 b.

L'impiego della EL 6 e della 6L6 sono però un poco svantaggiosi. Anche la 6F6 può essere impiegata ma con maggiore svantaggio, ponendo 450 Ω 2 w sul catodo (schema 7 b) ed infine la 41 o la 42, con lo schema di fig. 7 c e con 450 o 500 Ω di catodo.

Se il trasformatore di alimentazione fornisce 4 volt, la EL 3 può essere sostituita integralmente dalla AL 4 o WE 38 che ha gli stessi collegamenti e le stesse caratteristiche tranne quelle di accensione. Anche la AL 5 può essere adottata, con gli stessi accorgimenti indicati per la EL 6, tenendo però presente dell'accensione a 4 volt.

La valvola ECH 4 è quella che meno delle altre ha possibilità di sostituzione, per essa vi sono solo due valvole della serie americana, esse sono le 6F7 e la 6P7. Gli schemi relativi alle tre valvole sono indicati in fig. 8, rispettivamente in a, in b ed in c.

Nota. — Nella descrizione del ricevitore a 3 valvole precedente (Numero multiplo 9-10-11-12) vanno rilevate due sviste del disegnatore:

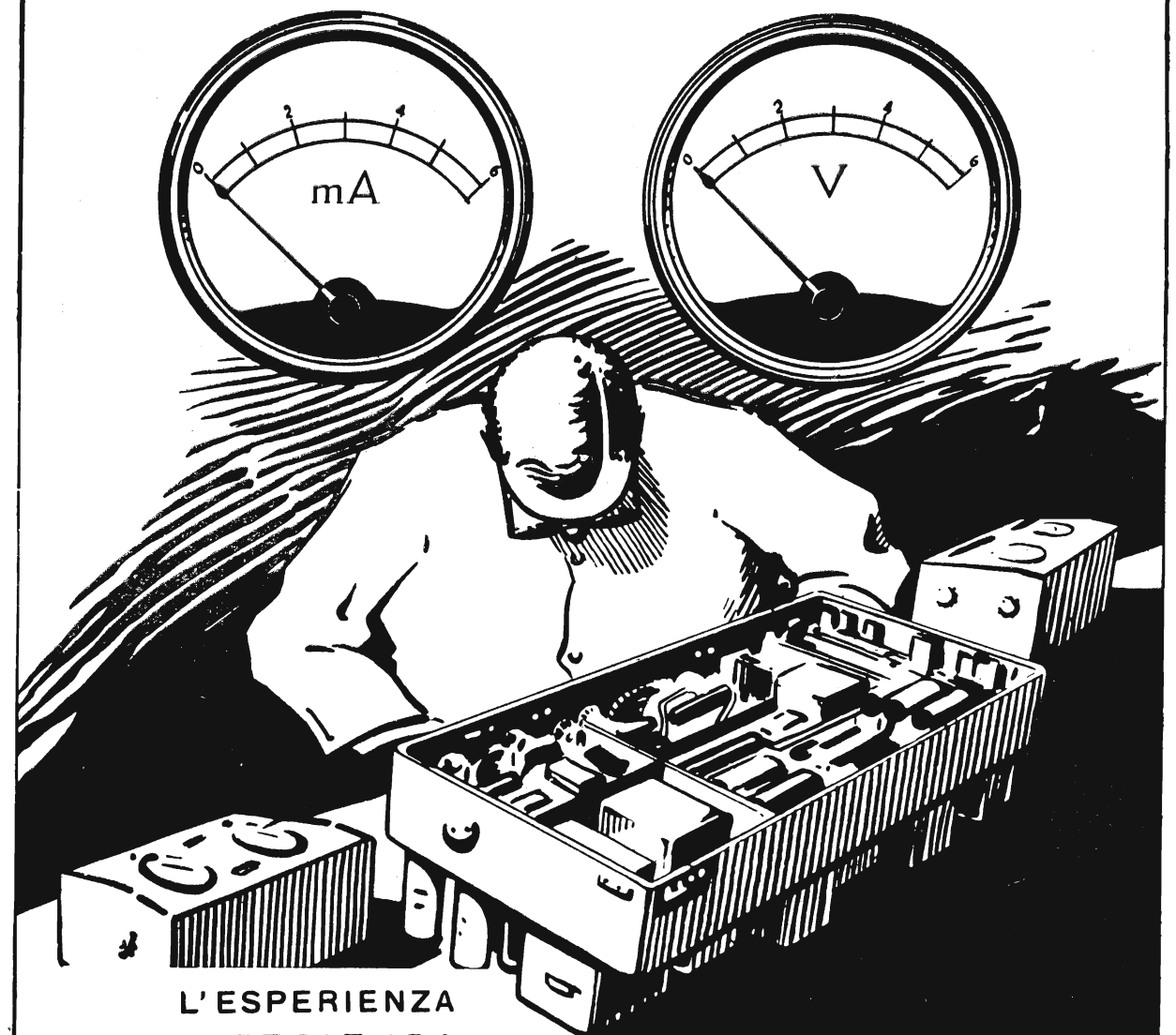
Nello schema elettrico si legga 75000 Ω in luogo di 7500 (come del resto risulta del costruttivo). Nello schema costruttivo non è stato indicato il collegamento fra l'estremo del secondario a b. t. a 6,3 volt e la massa.

G. COPPA

ED. « IL ROSTRO », Via Senato, 24 - Milano

Dott. ing. SPARTACO GIOVENE - *direttore resp.*

Autorizzazione Ministero Cultura Popolare N. 1744 del 7 Gennaio 1944-XXII

Tipografia STEFANO PINELLI - Milano
Via Farneti 8 - Telef. 273-955

FIVRE
Fabbrica Italiana
Valvole
Radio Elettriche
Milano
fivre
6VA
fivre